radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen Taschenempfänger mit elektronischer Abstimmung

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

APRIL 1964 **7**

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Dr.-Ing. H. Henniger, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

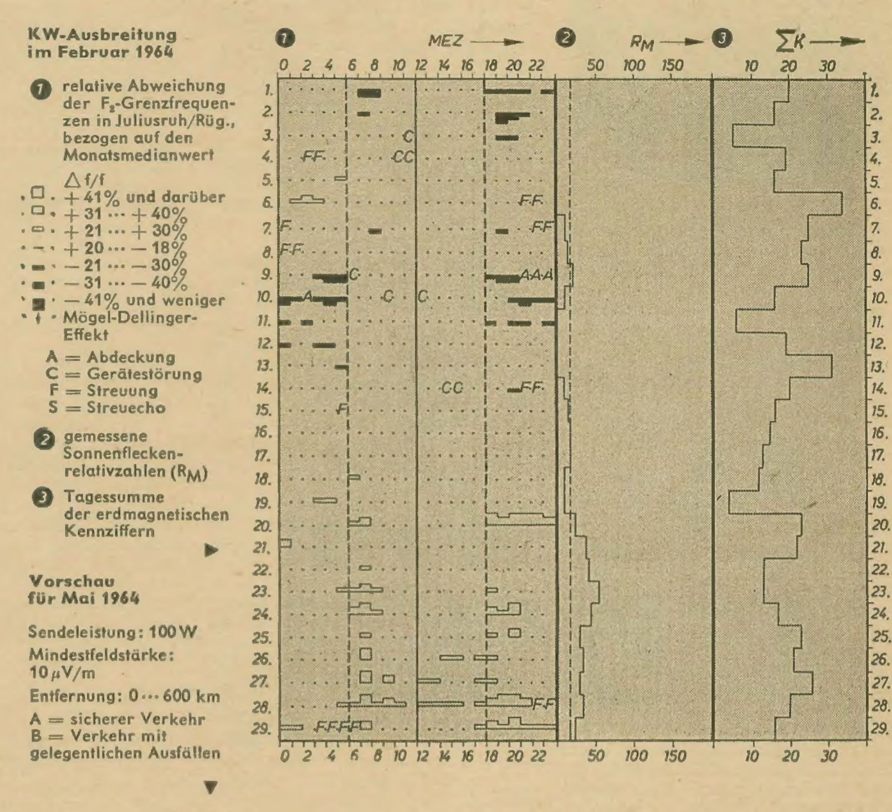
CONTENTS

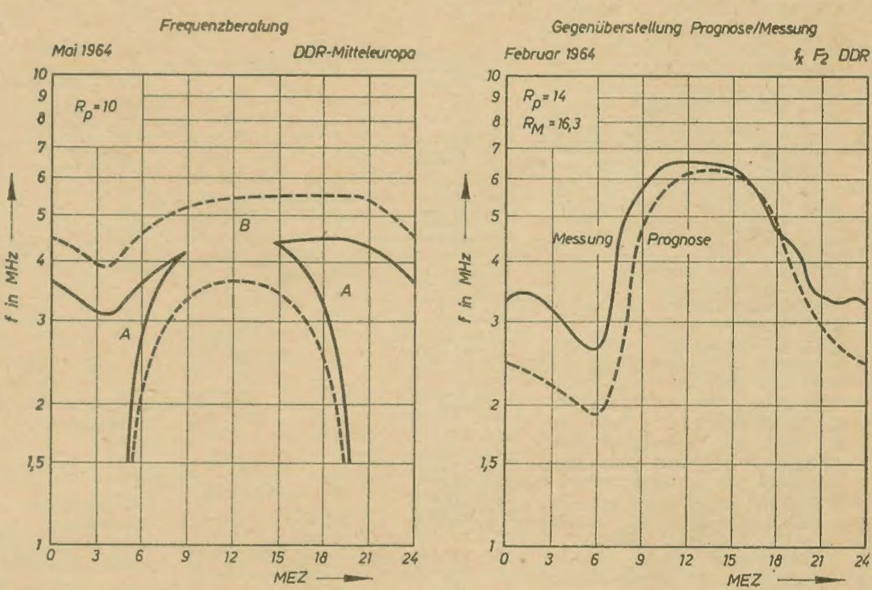


Titelbild: Das hier im Einsatz im Berliner Tierpark vorgestellte transistorisierte Reportage-Magnettongerät R 21 wurde vom Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt zum ersten Mal zur Leipziger Frühjahrsmesse ausgestellt [siehe auch radio und fernsehen 11 (1962) H. 22 u. 23]
Foto: Dummer

Die KW-Ausbreitung im Februar 1964 und Vorschau für Mai 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1964 Fernsehen · Radio · Elektroakustik · Antennen
- Zur Dimensionierung von RC-Siebketten
- Die UHF-Vorstufe im UHF-Fernsehkanalwähler
- Untersuchung der Auflösung im Fernsehen
- Bauanleitung: Ein 100-W-Verstärker



▼ **Zwei neue Fernsehkanalumsetzer** wurden am 24. 2. 1964 im Bezirk Halle in Betrieb genommen:

1. in Nebra
2. in Freist

Sendebereich Kanal 11
Polarisation der Antennen horizontal

▼ **Die Umdrehungsdauer der Venus** um ihre eigene Achse beträgt nach Feststellungen sowjetischer Wissenschaftler mittels Radar 10 ± 1 Erdtage.

▼ **Ein neues radioastronomisches Observatorium** mit einem auf 8 ha liegendem Antennensystem wird in der Nähe von Moskau errichtet. Die Geräte dieses Observatoriums werden elektromagnetische Wellen aus dem Weltall bis zu einer Entfernung von 10 Mill. Lichtjahren empfangen können.

▼ **Im Schuljahr 1963/1964** wurde an der II. Moskauer Hochschule für Medizin eine neue medizinisch-biologische Abteilung eröffnet. Ihre Studenten werden im Laufe von 5½ Jahren an 28 Lehrstühlen an Vorlesungen über höhere Mathematik, Quantenmechanik, Atom- und Kernphysik, Radiologie, Kybernetik und Bionik teilnehmen. Die Abteilung soll allseitig vorbereitete Biochemiker und Biophysiker für Forschungsinstitute und theoretische Lehrstühle medizinischer Fakultäten ausbilden.

▼ **Der Prototyp einer Vakuum-Schweißanlage,** die mit einem Elektronenbündel arbeitet, ist im Institut „Boris Kidric", dem jugoslawischen Atomzentrum, entwickelt worden. Das Schweißen erfolgt durch Verschmelzen der erhitzten Materialteile ohne Zugabe anderen Materials. Die homogene, feste und von Beimengungen freie Schweißnaht entspricht den Anforderungen, die an Bauelemente für Atomkraftzentralen gestellt werden.

▼ **Intensive Hochfrequenzschwingungen anstelle eines Fadens** verwendet eine von der Omega Laboratories in London hergestellte neue Nähmaschine, um gewebte und nichtgewebte Stoffe aus Kunstfasern miteinander zu verbinden. Die Schwingungen bewirken, daß sich die Fasern verflechten und verweben und damit eine Naht bilden, die fester als die verbundenen Stoffe ist.

▼ **Das Rieselikonoskop 64 QK 40,** entwickelt vom Institut für Vakuumelektrotechnik VÚVET in Prag, besitzt eine Sb-Na-K-Cs-Fotokatode mit einer integralen Empfindlichkeit von 100 bis 150 μA/lm (2850 °K) und kann bei Beleuchtungsstärken von 250 bis 500 lx arbeiten. Somit nähert es sich mit seiner Empfindlichkeit dem Imageorthikon, wobei es die Vorteile eines Superikonoskops beibehält. Seine Abmessungen sind mit denen üblicher Superikonoskops identisch.

▼ **Auf dem afrikanischen Kontinent** haben bisher elf Länder mit dem Aufbau eines Fernsehfunks begonnen: VAR, Algerien, Mali, Ghana, Marokko, Nigeria, Kenia, Sudan, Obervolta, Gabun und das noch unter Kolonialverwaltung stehende Südrhodesien. Die baldige Einführung des Fernsehens bereiten vor: Kongo (Brazaville), Sierra Leone, Elfenbeinküste und Uganda.

▼ **Eine spezielle Kristallziehapparatur** zur Herstellung von Germaniumeinkristallen im Vakuum wurde im tschechoslowakischen Betrieb Tesla Roznov konstruiert. Der Rezipient ist wassergekühlt und besitzt ein Beobachtungsfenster. Die Zugstange wird hydraulisch angetrieben. Auf der Vorderseite der Anlage befinden sich außer dem Beobachtungsfenster Meß- und Steuergeräte. Mit der Anlage kann ein 400-p-Einkristall im Laufe von vier Stunden gezogen werden.

▼ **Mit der Produktion von Mikromodulen** für die Bestückung von elektronischen und nachrichtentechnischen Geräten beginnt der ungarische Betrieb „Remix" in diesem Jahr. Die Bausteine fassen in 1 cm² 15 bis 18 Bauelemente. Die Grundplatten besitzen Abmessungen von 9 × 9 × 0,6 mm, die Deckplatten solche von 8,3 × 8,3 × 0,4 mm.

Erste Stadtantennenanlage in der Schweiz

Eine stadteigene Gemeinschaftsantennenanlage für maximal 2000 Teilnehmer wurde in der Stadt Baden (Schweiz) von der Firma Siemens errichtet. Sie ist für den Empfang von Sendern aller Hörrundfunkbereiche und für den Empfang des Fernsehprogramms eingerichtet. Die Antenne dieser Anlage ist auf einer empfangstechnisch günstigen Anhöhe erbaut; die Hauptverstärkerstation wurde etwa 300 m entfernt im alten Stadtturm untergebracht. Zur Zeit speist diese Station 16 Verteilerverstärker, an die 150 Häuser angeschlossen sind und deren Leistung ausreicht, 500 Teilnehmer ohne zusätzliche Verstärkereinrichtungen mit der notwendigen Antennenenergie zu versorgen.
Die von der Stadt errichtete Antennenanlage endet mit dem Hausanschluß, von dem aus sich jeder Mieter einen Wohnungsanschluß legen lassen kann.

Eine neue Informationsmöglichkeit über die sowjetische Technik

Seit etwa einem halben Jahr steht dem Ingenieur und Techniker in der DDR eine in der SU bereits seit etwa 4 bis 5 Jahren eingeführte und bekannte Broschürenreihe „Wissenschaftlich-technischer und produktionstechnischer Erfahrungsaustausch" zur Verfügung, in der die neuesten Entwicklungsergebnisse sowjetischer Institute und Betriebe dargestellt werden.
Das staatliche Komitee zur Koordinierung technisch-wissenschaftlicher Arbeiten beim Ministerrat der RSFSR hatte beschlossen, wichtige Ergebnisse von Entwicklungsarbeiten sofort nach Abschluß (etwa nach der Stufe K 5 bei uns) einem großen Kreis von interessierten Fachleuten zugänglich zu machen. Dazu wurde ein staatliches Institut für wissenschaftlich-technische Information geschaffen, das die Abschlußberichte der einzelnen Stellen redaktionell bearbeitet und nach Fachgebieten geordnet in etwa monatlich erscheinenden Heften herausgibt. Die Hefte erscheinen in einer relativ kleinen Auflage zu einem verhältnismäßig hohen Preis. Das genaue Studium um die Anschaffung dieser Reihe lohnt sich aber für unsere Industrieentwicklungsstellen auf jeden Fall, denn derart ausführliche Beschreibungen von Geräten und gewählten Lösungswegen sind sonst in der sowjetischen Literatur nicht bekannt.
Für den Nachrichtentechniker ist das Thema 35 der Reihe PNTPO-Gosinti, Moskau, 1962, besonders interessant. In diesem Thema werden „Geräte und elektronische Apparaturen zur Messung hochfrequenztechnischer Größen und der Parameter funktechnischer Geräte" beschrieben.
Hier kurz der Inhalt des Heftes 1 dieser Reihe (Best.-Nr. T 35/Wyp. 1/No. P-62-8/1):

1. I. M. Winnizki

Gerät E8-1 („Pimel") zur Messung der Elektrodenkapazitäten von Elektronenröhren

Beschreibung eines HF-Kapazitätsmeßgerätes für den C-Bereich von 10^{-4} bis 50 pF mit etwa 2% Meßgenauigkeit

2. J. A. Malyschew, J. I. Susow

Gerät zur Messung der Schwinggrenzfrequenz von Transistoren

Meßgerät für f_T im Bereich von 20 bis 110 MHz mit Impulsverfahren

Ebenso der Inhalt von Heft 8 der gleichen Reihe (Bestell-Nr. T 35/Wyp. 8/No. P-62-43/8):

1. A. L. Baranowski

Präzisions-Verzögerungseinheit mit Transistoren

Impulsfrequenzen in drei Bereichen 10 bis 10 000 Hz, Verzögerungsbereich: 0···10 000 μs. Genauigkeit der eingestellten Verzögerung ± 0,05% ± 50 ns

2. W. P. Tarasow

Leistungssperrschwinger mit Transistoren

Zwei Schaltungen zur Erzeugung kurzer Stromimpulse bis 2 MHz Folgefrequenz mit Dimensionierung

3. J. M. Winnikow, M. H. Makaschew, O. A. Tchorschewski

Automatische Prüfung von Quarzgeneratoren mit Eichfrequenzsignalen von 100 kHz

Gerät zum Zeitzeichenempfang und Frequenzvergleich

4. W. G. Koltunow, A. A. Sosnowski, I. A. Chaimowitsch

Gerät zur Kontrolle der Kreuzmodulationsleistung und der Schwingungsform auf Antennenspeiseleitungen von Sendern

5. W. G. Koltunow u. a.

Neue Speisegeräte für transportable Funkgeräte

Transverter für Automobilfunkgeräte und Tornistergeräte

6. J. A. Malyschew, W. S. Maschinistow

Impulskennlinienschreiber für Transistoren

Zusatzgerät für einen Oszillografen zur Aufnahme von Transistorkennlinien

Die Hefte einer Reihe bzw. eines Themas können nur gesammelt bezogen werden. Da die Bearbeitung der eingehenden Einzelhefte bei der Importstelle relativ schwierig ist, empfiehlt sich in jedem Falle eine direkte schriftliche Bestellung. Nähere Auskunft über Bestellmöglichkeiten, Liefertermine und Preise gibt LKG-Abt. Importbuch, Leipzig C 1, Friedrich - Ebert - Straße 76. Zur Feststellung des Weltstandes in der Elektronik bilden diese Hefte einen wichtigen Beitrag. Sie sollten in keinem Entwicklungsbetrieb oder Institut fehlen.

VAKUTRONIK-informationen

heißt eine neue Hauszeitschrift, die der VEB Vakutronik WIB, Dresden, erstmalig zur Leipziger Frühjahrsmesse seinen in- und ausländischen Kunden vorstellte. Mit dieser Hauszeitschrift will der VEB Vakutronik WIB, Dresden, einen engeren Kontakt zu seinen Kunden und Freunden herstellen und sie über Neuentwicklungen, über spezielle Meßmethoden, -verfahren und -ergebnisse seiner Geräte und Anlagen informieren. Die erste Ausgabe ist speziell einigen Neuentwicklungen, wie dem Universellen Strahlenrelais VA-T-66, dem Schwingkondensator-Elektrometer VA-J-51, dem Röntgen-Gamma-Dosimeter VA-J-15 und dem Gasdurchflußzählrohr VA-Z-530, gewidmet. Daneben wird eine Übersicht über verschiedene Gerätesysteme gegeben und in laufenden Fortsetzungen über Kennlinien und Datenblätter von Detektoren, Grundbegriffe der Kernphysik und der Sicherheitstechnik berichtet. Die „VAKUTRONIK-informationen" erscheinen vorläufig zweimal jährlich. Der VEB Vakutronik WIB, Dresden, sendet sie Interessenten auf Anforderung gern zu.

Kleinsttransistoren in Planartechnik

Planartransistoren sind bekanntlich durch eine im Verlauf des Herstellungsprozesses entstehende Siliziumdioxydschicht gegen Einwirkungen von außen ausgezeichnet geschützt [radio und fernsehen 12 (1963) H. 14 S. 434]. Eine extreme Gehäusedichtigkeit wird bei diesen Transistoren allgemein nicht mehr für erforderlich gehalten. Deshalb ist es möglich, das winzige Kristallplättchen von Planartransistoren in Gießharz (Epoxydharz, Araldit) einzubetten, obgleich, wie schmerzliche Erfahrungen an Germaniumbauelementen gezeigt haben, dieses Material keineswegs wasserdampf-diffusionsfest ist. Transistoren dieser Art werden meistens als Pico-Transistoren bezeichnet und haben Abmessungen von etwa 1,3 × 1,3 × 0,7 mm. Sie werden u. a. auch von der Inhaberin der grundlegenden Planarpatente, der Fairchild Corp, hergestellt.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. APRILHEFT 7 1964

Noch einmal: „objektive Schwierigkeiten"?

Es ist noch nicht viele Wochen her, da donnerten in Phnom Penh, der Hauptstadt des südostasiatischen Königreichs Kambodscha, die Kanonen Salut. Sie entboten ihren feierlichen Gruß der Regierungsdelegation der Deutschen Demokratischen Republik, die in hochoffizieller Weise vom Staatsoberhaupt Kambodschas, Prinz Sihanouk, empfangen wurde. Prinz Sihanouk — einer der bedeutendsten Staatsmänner Südostasiens und nicht nur Südostasiens — unterstrich mit diesem betont zeremoniellen Empfang, wie hoch man in seinem Lande die Deutsche Demokratische Republik schätzt. Und so freundschaftlich und offiziell wie in Kambodscha war unsere Regierungsdelegation unter der Leitung des Stellvertretenden Ministerpräsidenten Bruno Leuschner vorher in Indonesien und danach in Burma, Ceylon und Indien empfangen worden. Das ist nicht überraschend. Die Völker dieser Länder standen im Kampf gegen den japanischen Militarismus und gegen den holländischen, französischen und englischen Kolonialismus; sie wissen also durchaus die Tatsache zu schätzen, daß die Deutsche Demokratische Republik der antifaschistische, der antimilitaristische, der historisch rechtmäßige deutsche Staat ist, historisch rechtmäßig in dem Sinne, daß in ihm die Schlußfolgerungen aus der deutschen Geschichte, insbesondere aus der jüngsten Geschichte, mit aller Konsequenz gezogen wurden.

Aber was wäre geschehen, wenn man in einem dieser Länder unsere Delegation nach elektronischen Bauelementen, z. B. nach Transistoren und Widerständen, gefragt hätte ...?

Es genügt nicht, daß das historische Recht auf unserer Seite ist. Um die Rolle zu spielen, die wir spielen können und müssen, müssen wir auch das entsprechende technisch-spezifische Gewicht haben. Und wir haben es nicht, solange unsere in Produktion befindlichen Transistoren in ihren technischen Daten um fast zwei Zehnerpotenzen unter dem Weltstand liegen, solange die Streuung ihrer technischen Parameter nicht der Gauß'schen Verteilungskurve folgt, solange ihr Preis rund das Vierfache des Weltmarktpreises beträgt, solange unseren Widerständen das Gütezeichen des DAMW entzogen werden muß usw.

Dabei ist es doch eine beachtenswerte Tatsache, daß, wenn man unsere Regierungsdelegation in Phnom Penh, Rangun oder Colombo nach Geräten der Unterhaltungs- oder der kommerziellen Elektronik gefragt hätte, die Antwort wahrscheinlich gelautet hätte: „Welche Stückzahl darf ich notieren?".

Es ist doch bestimmt bemerkenswert, daß an der Stelle, wo die „objektiven Schwierigkeiten" am größten sein sollten und es auch — ohne Anführungszeichen — sind, nämlich bei der Geräteindustrie, sie zwar mit viel Mühe und unter großem Aufwand, aber doch mit Erfolg überwunden werden. Es ist jedoch gleichzeitig eine Tatsache, daß sich vieles von dem, was bei der Geräteindustrie wirklich als objektive Schwierigkeit ankommt, bei der Rückverfolgung von Stadium zu Stadium in letzthin ideologische Unklarheiten auflöst.

Wir fragen den VEB Porzellanwerk Kloster-Veilsdorf: Wie kommt es, daß der Alkaligehalt der keramischen Masse, die Ihr an den VEB WBN Teltow liefert, immer noch 2,2 bis 2,6% beträgt, obwohl der Weltstand bei < 1% liegt und eine westdeutsche Firma 0,16% erreicht hat? Seid Ihr ganz sicher, daß die Tatsache, daß Eure Lieferungen an den VEB WBN Teltow nur einen relativ geringen Prozentsatz Eurer Gesamtfertigung ausmacht, damit gar nichts zu tun hat? Sind diese Probleme immer mit der notwendigen Dringlichkeit behandelt worden, obwohl es doch eigentlich „unrentabel" wäre, auf einen so kleinen Ausschnitt Eurer Gesamtproduktion so viel Aufmerksamkeit zu verwenden?

Nebenbei bemerkt: Es muß dafür Sorge getragen werden, daß nicht durch eine falsche Anwendung des neuen Systems der Planung und Leitung der Volkswirtschaft eine Art „neue Tonnenideologie" entsteht: „Interessant ist nur, was viel Gewinn bringt!" Die VVB muß und kann dafür sorgen, daß der Gewinn — unabhängig von der Quantität — entsprechend der volkswirtschaftlichen Dringlichkeit abgestuft wird.

Wir fragen den VEB WBN Teltow: War Eure Zusammenarbeit mit dem VEB Porzellanwerk Kloster-Veilsdorf auch in der Vergangenheit stets einwandfrei? Habt Ihr ihm immer die Unterstützung gegeben, um die er Euch bat, und die Ihr ihm geben konntet? Oder seid Ihr auch manchmal von der Einstellung ausgegangen, Euch einwandfreie alkaliarme Keramik zu liefern, sei „deren Hochzeit"; und es sei nicht Eure Sache, den Kollegen in Kloster-Veilsdorf zu sagen, „wie sie es machen sollen"?

Wir fragen weiter: Stimmt es, daß die Mängel in Eurer Widerstandsfertigung nur zu 30% auf den Alkaligehalt in der keramischen Masse, aber zu 70% auf technologische Mängel in Eurer Fertigung zurückzuführen sind? Gelten technologische Mängel auch als „objektive Schwierigkeiten"? Ferner: Stimmt es, daß der Alkaligehalt von Siemens-Widerständen bis zu 4% beträgt, die Widerstände aber einwandfrei sind?

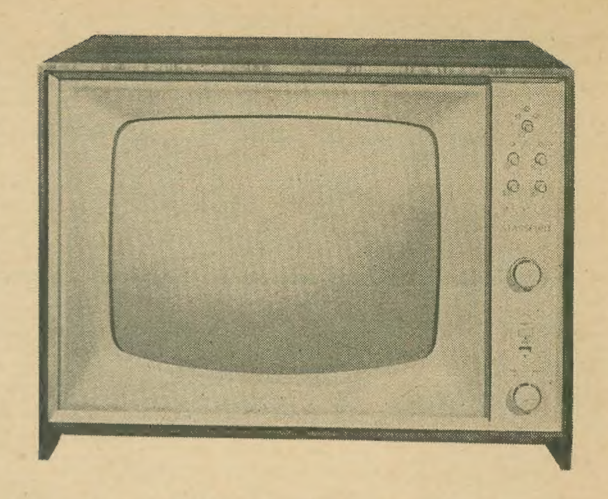
Bereits in dem Leitartikel im Heft 5 (1964) gaben wir der Vermutung Ausdruck, daß es sich bei der Lösung dieser und ähnlicher Probleme weitgehend um Fragen der Planung und Leitung, um ideologische Probleme handelt. Wir wurden in unserer Ansicht bestärkt durch das vom Fachverband Elektrotechnik der KDT Berlin am 7. Februar 1964 veranstaltete Kolloquium über den technisch-wissenschaftlichen Höchststand der Transistorempfänger und den Einfluß der vorhandenen Bauelemente auf die weitere Entwicklung der Erzeugnisse der Geräteindustrie. Unter den geladenen Teilnehmern, die dem Kolloquium ohne Entschuldigung fernblieben, fielen ganz besonders die VVB Bauelemente und Vakuumtechnik und die Abteilung Elektronik, Sektor Geräte und Anlagen, des Volkswirtschaftsrats auf. Es war ja auch viel bequemer und sicherer, wegzubleiben. Von seiten der Geräteindustrie wurden nämlich sehr unbequeme Fragen gestellt, die von den anwesenden Vertretern der Bauelementeindustrie nicht immer vollständig befriedigend beantwortet werden konnten. Von der VVB Bauelemente und vom Volkswirtschaftsrat wären höchstwahrscheinlich klare Auskünfte verlangt worden, wie die Forderungen der Geräteindustrie nach einwandfreien, modernen Halbleiterbauelementen und Wider-

Fernsehempfänger

„DONJA"

D. PRATSCH

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



Das Fernsehgerät „Donja" 47 TG 501 ist eine Weiterentwicklung des bisherigen 43-cm-Standardempfängers aus Staßfurt, unter Berücksichtigung bereits vorhandener standardisierter Baugruppen und Bauelemente. Eine Beschreibung dieses Empfängertyps wurde in radio und fernsehen 10 (1961) H. 4 veröffentlicht. Es handelt sich hierbei um einen Gerätetyp der unteren Preisklasse entsprechend TGL 8838.

In der Eingangsstufe des durchstimmbaren Gitterbasistuners wurde die Spanngitterröhre PC 88 statt der bisher verwendeten PC 96 eingesetzt. Eine weitere Spanngitterröhre (EF 183) kam in der ersten ZF-Stufe statt einer EF 80 zum Einsatz. Durch ein temperaturkompensiertes Ablenksystem wird jetzt eine größere Bildhöhenkonstanz erreicht. Weiterhin konnte eine verbesserte Zeilensynchronisation erzielt werden. Die bisherige 43-cm-Bildröhre ist durch die 47-cm-Rechteckbildröhre ersetzt worden.

Der konstruktive Aufbau vom Standardempfänger wurde im wesentlichen übernommen. Lediglich die Anordnung der DF-NF-Platte und der ZF-Leiterplatte ist im Chassis untereinander vertauscht worden [1]. Bedingt durch die asymmetrische Gehäuseausführung sind die für Lautstärke, Helligkeit, Kontrast, Horizontal-Vertikalsynchronisation und die Sendereinstellung benötigten Bedienungselemente einschließlich Tuner nicht mehr mechanisch am Chassis angeordnet.

Zur leichten Reinigung der Bildröhre kann die Schutzscheibe aus dem Gehäuse nach unten herausgezogen werden. Dadurch ergibt sich eine erhebliche Zeit- und Kosteneinsparung.

Der Empfänger ist elektrisch und mechanisch zum Nachsetzen eines UHF-Tuners vorbereitet.

Das Gerät „Donja" stellt in elektrischer und mechanischer Hinsicht den Grundtyp der derzeitig in Staßfurt gefertigten Fernsehempfänger der unteren Preisklasse dar. Folgende Gerätevarianten leiten sich aus diesem Gerätetyp ab:

Tischgerät „Marion I"

Dieser Empfänger ist bis auf die 43-cm-Bildröhre in seiner elektrischen und mechanischen Konzeption einschließlich Gehäusegestaltung identisch mit dem Gerät „Donja".

Tischgerät „Donja I"

Hierbei handelt es sich um einen Exportempfänger, der sowohl in CCIR- als auch in OIRT-Norm ausgeführt werden kann. Gegenüber dem Gerät „Donja" ist dieser Empfänger mit einem Kaskodetuner statt dem durchstimmbaren Gitterbasistuner ausgestattet.

Standgerät „Ilona"

Das Gerät ist bis auf die Gehäuseausführung als Standgerät identisch mit dem Tischempfänger „Donja".

Fernsehmusikschrank „Kosmos II"

Dieser TV-Musikschrank hat neben dem Rundfunkgerät „Saalburg" und einem Vierfachlaufwerk (Mono) als Fernsehteil das Gerät „Donja".

VHF-Tuner

Das bei den Standardgeräten AB und B zum Einsatz gekommene Prinzip des kapazitiv durchstimmbaren Kanalwählers ist beibehalten worden [1].

Durch die Verwendung der Spanngitterröhre PC 88 ($Rö_{301}$) als Vorstufe, konnten die Rauscheigenschaften des Tuners gegenüber der bisher zum Einsatz gekommenen PC 96 erheblich verbessert werden. Verglichen mit Kaskodestufen (z. B. mit der PCC 88) werden im Band III annähernd gleiche Rauschzahlen erreicht [2]. Der durchstimmbare Gitterbasistuner mit der PC 88 erreicht in den Bändern I und III im Mittel Rauschzahlen von etwa 8,7 dB. Bei einem Kaskodetuner werden im Mittel etwa 5,5 dB im Band I und etwa 7,7 dB im Band III gemessen.

Die Rauscheigenschaften eines Fernsehempfängers hängen nicht allein von der erzielten Rauschzahl der Eingangsschaltung ab. Hierfür ist auch noch die Durchlaßcharakteristik des nachfolgenden Bildkanals (Zwischenfrequenz- und Videoverstärker) maßgebend. Eine Frequenzanhebung, wie sie z. B. für einen Scharfzeichnereffekt vorgenommen wird, wirkt sich bei geringen Eingangsfeldstärken ungünstig auf den Rauscheindruck aus. Die Meßwerte für die rauschbegrenzte Empfindlichkeit werden also von der erreichten Rauschzahl der Eingangsstufe und der Gesamtdurchlaßcharakteristik des Bildkanals bestimmt. Daraus ergibt sich für den vorliegenden Gerätetyp eine Empfindlichkeit von $\leq 370\ \mu V$ bei 20 dB Rauschabstand an 240 Ω. Auf Grund der Rauschzahl des Tuners könnte allerdings eine Empfindlichkeit von $\leq 280\ \mu V$ bei 20 dB Rauschabstand an 240 Ω erzielt werden, wenn die Anhebung der Frequenzen des Videoverstärkers zwischen 0,5 und 4 MHz nicht vorgenommen worden wäre. Hierauf wird bei der Beschreibung der Videoendstufe besonders eingegangen.

Bei einer Gitterbasisstufe ist der Eingangswiderstand etwa

$$\frac{1}{S}$$

Wenn eine solche Stufe geregelt wird, vergrößert sich der Eingangswiderstand stark

---

ständen kurzfristig befriedigt werden sollen. Denn wir sagten es schon: Schlechte Bauelemente präsentieren für die Geräteindustrie echte objektive Schwierigkeiten, die oft nur durch komplizierte und kostensteigernde Umkonstruktionen und manchmal nur durch Importe gelöst werden können. Man zog es in der VVB Bauelemente und im Volkswirtschaftsrat vor, der Auseinandersetzung aus dem Wege zu gehen — was unseres Erachtens nicht für ein hohes ideologisches Niveau einiger Mitarbeiter in diesen beiden Organisationen spricht. Wir begrüßen daher die Reorganisation der Leitung der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik und wünschen dem neuen Generaldirektor entscheidende Erfolge in seiner Tätigkeit — wobei wir uns darüber im klaren sind, daß auch der tüchtigste General die Schlacht nicht allein gewinnen kann.

Ich wies anfangs auf die hohe Wertschätzung hin, deren sich die DDR bei den jungen Nationalstaaten und bei den jungen sozialistischen Staaten, wie z. B. Kuba, erfreut. Aber die Achtung, die wir uns auf Grund unserer richtigen politischen Erklärungen erwerben konnten, reicht nicht aus: Wir müssen sie durch das Angebot technisch hochwertiger Geräte ergänzen. Das erwartet und verlangt man von uns. Darüber hinaus: Es gibt keinen anderen Industriestaat der Welt, der so vom Außenhandel abhängig ist wie wir. Auf Gebieten zu importieren, wo wir eigentlich exportieren könnten und sollten, können wir uns absolut nicht leisten. Darum bitte keine „objektiven Schwierigkeiten" mehr, wo es in Wirklichkeit darum geht, vernünftig, vorausschauend und verantwortungsbewußt zu planen und zu leiten.

Schäffer

mit der heruntergeregelten Steilheit. Auf die Anpassung des Einganges an das gewählte Antennensystem und auf die wirksame Störspannung am Antenneneingang wirkt sich die Erhöhung des Eingangswiderstandes nachteilig aus.
In der vorliegenden Schaltung ist daher auf eine Regelung der Vorstufe des Tuners verzichtet worden. Es wurden entsprechende Maßnahmen im ZF-Verstärker ergriffen. Dadurch werden konstante Verhältnisse bezüglich der Störstrahlung über den gesamten Feldstärkebereich, für den der Empfänger vorgesehen ist, erreicht. Weiterhin wird für den vorher genannten Bereich eine konstante Welligkeit s erzielt. Sie beträgt im Mittel:

Band I ≈ 2
Band III $\approx 1{,}5$

Die Zwischenfrequenzfestigkeit beträgt durch den Einsatz des Sperrkreises ($Sp_{825}||C_{811}$)

Band I > 35 dB
Band III > 50 dB

Eine günstige Symmetrie-Unsymmetriedämpfung wird durch den Eingangsübertrager, der auf Ferritbasis aufgebaut ist, bewirkt.

Band I ≈ 56 dB
Band III ≈ 42 dB

Als Misch- und Oszillatorröhre wird eine PCF 82 ($Rö_{802}$) verwendet. Über C_{830}, der als Durchführungskondensator ausgeführt ist, erfolgt niederohmig die Auskopplung der Zwischenfrequenz. Diese Art der Auskopplung hat den Vorteil, daß evtl. vorhandene Oszillatoroberwellen kurzgeschlossen werden, was bezüglich der Störstrahlung eine günstige Lösung darstellt. Weiterhin wird dadurch ein rückwirkungsfreies Zusammenschalten von Tuner und ZF-Verstärker erzielt.
Die Frequenzkonstanz des Oszillators ist bei Erwärmung des Tuners während der Einlaufzeit ($t = 2 \cdots 120$ min) < 200 kHz. Diese Angabe ist bezogen auf ein ΔT von 30 °C und einer Umgebungstemperatur von 25 °C. Bei Betriebsspannungsänderung von $\pm$ 10% beträgt die Frequenzabweichung < 100 kHz.

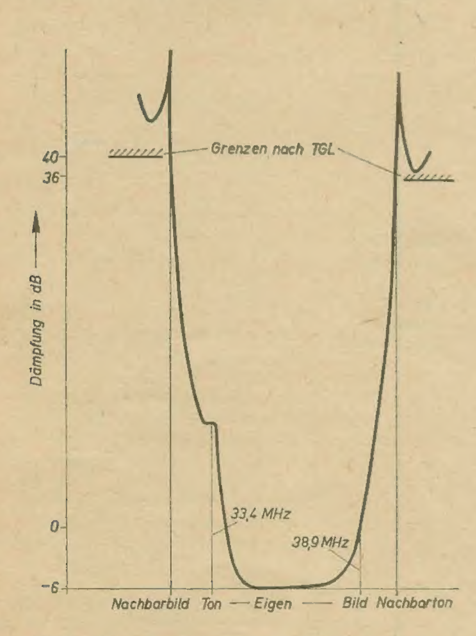


Bild 1: Dämpfungsverlauf des ZF-Verstärkers

ZF- und Videoverstärker mit Regelspannungserzeugung

Der dreistufige ZF-Verstärker ist mit unterschiedlich gekoppelten Bandfiltern als Selektionsmittel ausgeführt. Dadurch können die in der TGL 8838 geforderten Bedingungen bezüglich der Nachbarkanalselektion sicher garantiert werden. Die große Aussperrung des Nachbarbildträgers und der Frequenzen $< 31{,}9$ MHz von $\geqq 46$ dB sowie des Nachbartonträgers und der Frequenzen $> 40{,}4$ MHz von $\geqq 42$ dB wird im wesentlichen durch die Fallen Sp_{104}, C_{105} und Sp_{106}, C_{106} zwischen der ersten und zweiten ZF-Stufe erzielt (Bild 1).
In der ersten ZF-Stufe ist eine Spanngitterregelröhre EF 183 ($Rö_{101}$) und in der zweiten und dritten Stufe je eine Röhre EF 80 ($Rö_{102}$ und $Rö_{103}$) eingesetzt worden. Eine Regelröhre war erforderlich, um den Regelumfang des Empfängers gegenüber den bisherigen Standardgeräten beizubehalten, da die Eingangsstufe des Tuners nicht mehr geregelt wird (Bild 2). Bezüglich des Regelumfanges erfüllt die hierbei angewendete Schaltungskonzeption die Forderung der TGL 8838 für Geräte der oberen Preisklasse. Außer der ersten ZF-Stufe wird auch noch die zweite ZF-Stufe geregelt.
Durch den Einsatz einer Spanngitterröhre im ZF-Verstärker konnte die Verstärkung um etwa 30% gegenüber den bisherigen Geräten erhöht werden. Dies wirkt sich günstig auf die verstärkungsbegrenzte Empfindlichkeit und damit, im Zusammenwirken mit den verbesserten Rauscheigenschaften des Tuners, auf die Gesamtempfindlichkeit des Empfängers aus.
Das Schirmgitter der dritten ZF-Stufe ($Rö_{103}$) wird über einen entsprechenden Spannungsteiler aus der Boosterspannung gespeist. Dadurch wird erreicht, daß bei sehr großen Feldstärken die Videodiode (D_{101}) nicht überlastet wird, da die Regelspannung für den Verstärker zeitlich erst mit vorhandener Boosterspannung zur Verfügung steht. Gleichzeitig wird damit eine Einschaltbrummunterdrückung erzielt.

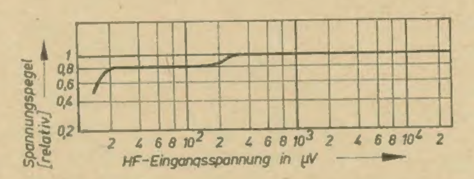


Bild 2: Spannungsverlauf an der Bildröhre bei unterschiedlichen Eingangsspannungen an 60 Ω

Die Videomodulation erfolgt mit der Germaniumdiode OA 626 (D_{101}). Das Pentodensystem der PCL 84 ($Rö_{104}$) dient als Videoendröhre. Durch Gleichstromkopplung zwischen Videodemodulator, Endstufe und Bildröhre wird ohne zusätzlichen Schaltungsaufwand eine Schwarzwertübertragung erzielt. Die Spulen Sp_{115}, Sp_{117} und Sp_{118} dienen zur Korrektur des Frequenzganges. Ein sogenannter Scharfzeichnereffekt, bedingt durch Anhebung des Frequenzdurchlasses zwischen 0,5 und 4 MHz, wird durch Sp_{119} und C_{132} erreicht (Bild 3). Dadurch wird die rauschbegrenzte Empfindlichkeit des Empfängers verschlechtert. Ein umfangreicher Test hat jedoch ergeben, daß ein Gerät ohne schaltbare Bildkorrektur eine Anhebung der hohen Bildfrequenzen (Scharfzeichnereffekt) besitzen sollte.
Die Regelspannungserzeugung erfolgt nach dem Prinzip der getasteten Regelung. Hierfür ist das Triodensystem der PCL 84 ($Rö_{104}$) eingesetzt. Bei diesem Prinzip wird die negative Regelspannung nur dann gebildet, wenn Zeilenrücklaufimpuls und Synchronimpuls zeitlich zusammenfallen. Hierdurch entsteht der Vorteil, daß die Regelspannung weniger empfindlich gegen Störungen ist, da die Schaltung während etwa 90% der Horizontalperiode gesperrt ist (etwa 10% einer Zeile ist die Zeitdauer eines Zeilenimpulses). Es können nur solche Störungen die Regelspannung beeinflussen, die genau mit den Zeilensynchronimpulsen zusammenfallen.
Von der Anode des Pentodensystems der PCL 84 wird das komplette Videosignal über den einstellbaren Spannungsteiler R_{140}, R_{146} und R_{125} dem Gitter der Triode zugeführt.

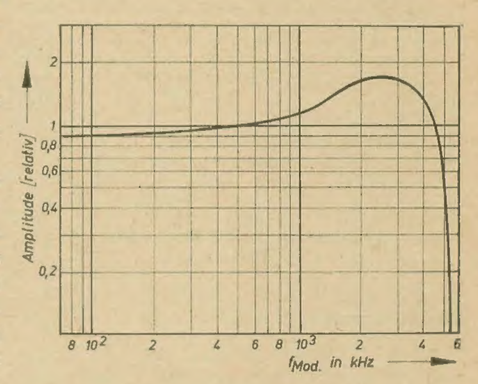


Bild 3: Frequenzgang des Videoverstärkers

Durch Entnahme der Steuerspannung für die Taströhre hinter der Videoendstufe wird eine optimale Regelsteilheit erreicht. Der Arbeitspunkt für die Tastschaltung wird durch die Gleichspannung an Katode und Gitter bestimmt. Zwischen Gitter und Katode muß bei voll aufgedrehtem Kontrastregler und ohne Signal eine Spannungsdifferenz von etwa $-30 \cdots -35$ V vorliegen ($U_{g1} = 90$ V, $U_k = 125$ V). Sobald die Impulsspitzen des Videosignals am Gitter der Triode in den Aussteuerbereich des Kennlinienfeldes hineinragen, fließt Anodenstrom, und es entsteht eine negative Regelspannung. Der Einsatz der Regelspannungserzeugung hängt sowohl von der an der Anode der Videoendstufe liegenden Gleichspannung als auch von der Größe der dort ausgebildeten BAS-Spannung ab. Die Kontrastregelung erfolgt durch Veränderung der Schirmgitterspannung der Endstufe. Damit ändert sich der Anodenstrom und die über den Arbeitswiderstand R_{124} an die Anode gelangende Spannung. Mit Hilfe des Kontrastreglers R_{831a} und dem Einstellregler R_{125} wird der Arbeitspunkt der Taststufe und damit die für die Verstärkungsregelung der ersten und zweiten ZF-Stufe erforderliche negative Regelspannung eingestellt (Bild 4). Bei völlig zurückgedrehtem Kontrastregler erreicht die Gleichspannung am Gitter der Triode den Wert der Katodenspannung. Dadurch wird eine große Regelspannung erzeugt, die die Verstärkung der geregelten Stufen ($Rö_{101}$ und $Rö_{102}$) soweit herabsetzt, daß kein BAS-Signal an das Steuergitter der Endstufe gelangt.

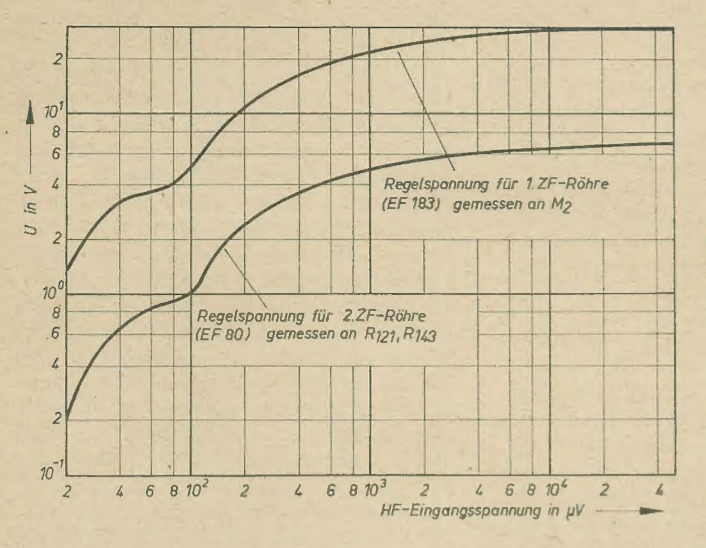


Bild 4: Regelspannungsverlauf bei unterschiedlichen Eingangsspannungen an 60 Ω

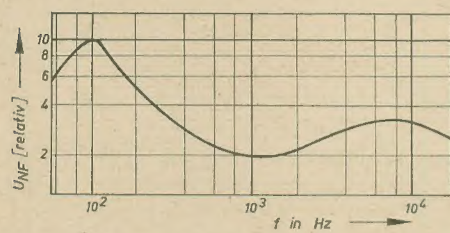


Bild 5: Frequenzgang des NF-Verstärkers

DF-NF-Verstärker

Die Ton-ZF (5,5 MHz) wird an der Anode der P(C)L 84 (C_{120}, Sp_{116}, Sp_{120}) ausgekoppelt. Es erfolgt somit in der Videoendstufe bereits eine Verstärkung. Der eigentliche DF-Verstärker ist einstufig ausgeführt. Die EF 80 ($Rö_{202}$) ist in ihrer Schaltung so ausgelegt, daß sie bei sehr kleiner DF-Spannung als Verstärker und bei größeren Spannungen als Amplitudenbegrenzer für die nachfolgende Demodulatorstufe arbeitet. Nach dem Prinzip des Verhältnisgleichrichters (Ratiodetektor) erfolgt die Demodulation. Als Gleichrichter werden hierzu die niederohmigen Dioden der PABC 80 ($Rö_{203}$) verwendet.
In der NF-Stufe ist eine PL 84 ($Rö_{204}$) als Endröhre und das Triodensystem der PABC 80 ($Rö_{203}$) als NF-Vorverstärker eingesetzt. Die Anordnung des 2-W-Breitbandlautsprechers ist seitlich im Gehäuse vorgesehen. Der elektrische Frequenzgang des Verstärkers ist im Bild 5 dargestellt.

Amplitudensieb und Impulstrennung

Über den Widerstand R_{401} und den Kondensator C_{401} gelangt das komplette Videosignal an das zweistufige Amplitudensieb ($Rö_{401}$). Die Schaltung ist so dimensioniert, daß für ein BAS-Signal von 15 V_{ss}, gemessen an der Ankopplung zwischen Videoendstufe und Amplitudensieb, mit Sicherheit eine saubere Trennung der Synchronimpulse vom Bildinhalt erzielt wird. Eine gute Trennung der Bildimpulse von den Zeilenimpulsen wird durch eine Impulstrennschaltung bewirkt. Diese ist als entsprechendes Netzwerk am Ausgang der zweiten Stufe des Amplitudensiebs angeordnet.

Sinusgenerator, Phasenvergleich und Horizontalendstufe

Die Erzeugung der Steuerimpulse für die Zeilenendstufe erfolgt durch einen Sinusgenerator. Hierfür ist das Pentodensystem der PCF 82 ($Rö_{402}$) bestimmt. In der Reaktanzstufe ist das Triodensystem eingesetzt. Die Gerätebeschreibung in [1] erläuterte die Vorteile des Sinusgenerators, insbesondere bezüglich seiner Frequenzstabilität gegenüber Röhrenalterung, Umgebungstemperatur und Speisespannung.
Der Phasenvergleich wurde der Reaktanzstufe des Sinusgenerators angepaßt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß sie die gegenüber einem Sperrschwinger höhere Nachsteuerspannung für den Sinusgenerator liefert.
Durch eine entsprechende Schaltungsmaßnahme ist erreicht worden, daß der differenzierte Vergleichsimpuls aus dem Zeilentrafo für die Phasenvergleichsschaltung so verändert wurde, daß sich nur ein stabiler Synchronisationspunkt einstellen kann. Erreicht wird dieses Verhalten dadurch, daß jetzt zwei Vergleichsimpulse mit entgegengesetzter Polarität über entsprechende Netzwerke dem Mittelpunkt der Sekundärwicklung des Impulsübertragers zugeführt werden. Bisher wurde nur ein Vergleichsimpuls vom Zeilentrafo dem Diskriminator der Phasenvergleichsschaltung zugeleitet.
Als Horizontalendstufe ist die standardisierte Baueinheit [1] mit den Röhren PL 36 ($Rö_{601}$), PY 88 ($Rö_{602}$) und der Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 ($Rö_{603}$) beibehalten. Das bei den bisherigen Standardgeräten bewährte Prinzip der Bildbreitenautomatik für Netzspannungsschwankungen ist übernommen worden. Mit Hilfe eines Varistors (R_{605}) wird eine von der Netzspannung unterschiedliche Regelspannung für die Zeilenendstufe erzeugt. Bei Netzspannungsschwankungen von ± 10% beträgt die Bildbreitenänderung nur etwa 2%.
Der Spannungsteiler (R_{633}, R_{634}, R_{635} und R_{618}) ist so dimensioniert, daß von ihm die g_2- und g_4-Spannungen für die Bildröhre und die Schirmgitterspannung für die dritte ZF-Stufe abgenommen werden. Die evtl. unterschiedliche Fokussierspannung für die einzelnen Bildröhrenexemplare, bedingt durch Toleranzen der Röhre, kann durch Umlöten der Zuleitung an den vorher erwähnten Spannungsteiler angepaßt werden. Weiterhin wird die Schirmgitterspannung für die dritte ZF-Stufe nicht mehr am höchsten Spannungspunkt des Teilers (Boosterspannung) über einen hochohmigen und hochbelastbaren Widerstand abgegriffen, sondern am Fußpunktwiderstand (R_{618}), wo ein erheblich geringeres Potential vorliegt. Dadurch wird erreicht, daß eine kleinere Spannung an dem Spannungsteilerwiderstand (R_{619}) für die Schirmgitterspannung der $Rö_{103}$ liegt als bisher und dieser somit niederohmiger und geringer belastbar sein kann. Dadurch, daß bei der vorliegenden Schaltungskonzeption der Boosterspannungsteiler niederohmiger gegenüber der ursprünglichen Standardgeräteausführung ist und daß der Schirmgitterstrom von $Rö_{103}$ über den Teiler fließt, wird eine größere Konstanz der g_2- und g_4-Spannung für die Bildröhre bei Betriebsspannungsschwankungen bzw. Bauelementetoleranzen erzielt.
Für eine einwandfreie Rücklaufunterdrückung wird eine Dunkeltastspannung von mehr als 100 V an g_1 der Bildröhre benötigt. Diese Spannung wird einer Hilfswicklung des Zeilentrafos entnommen. Allerdings ist diese negative Impulsspannung mit einem positiven Anteil, bedingt durch die Überlagerung einer höherfrequenten Schwingung, behaftet. Dieser positive Anteil ist im Betriebsfall störend im Bild sichtbar (Gardineneffekt). Eine wirksame Unterdrückung wird durch eine Schaltung mit einer Ge-Diode (D_{601}) erzielt. Am Wehneltzylinder (g_1) der Bildröhre steht eine saubere Impulsspannung von etwa —150 V_s zur Verfügung.
Zum Schutz der Diode D_{601} gegen Zerstörung bei Überschlägen der Hochspannung innerhalb des Bildröhrensystems ist ein Schutzwiderstand (R_{637}) in Verbindung mit einer Dreifachfunkenstrecke vorgesehen. Weiterhin ist in der Zuleitung zu g_2 ein Widerstand (R_{639})

Technische Daten

Netzspannung:	220 V~ 50 Hz
Leistungsaufnahme:	etwa 180 VA
Antennenanschluß:	VHF: 240 Ω UHF: vorbereitet für 60 und 240 Ω
Empfangsbereich:	VHF: 11 Kanäle nach CCIR-Norm durchstimmbar
Zwischenfrequenz:	38,9 MHz für Bildträger 33,4 MHz für Tonträger 5,5 MHz für DF
Bild-ZF-Verstärker:	dreistufig, Bandfilter gekoppelt
Ton-ZF-Verstärker:	einstufig
Lautsprecher:	1 Breitbandlautsprecher 2 W
Bildröhre:	110° elektro-statisch fokussiert
Röhrenbestückung:	PC 88, 3×PCF 82, 3×EF 80, EF 183, PCL 84, PABC 80, 2× PL 84, ECC 82, PL 36, PY 88, DY 86, B 47 G 1, 4 Ge-Dioden, 1 Selengleichrichter
Netzsicherung:	1,25 A mittelträge
Anodensicherung:	0,4 A mittelträge
Abmessungen:	Breite 580 mm, Höhe 440 mm, Tiefe 290 mm
Gewicht:	etwa 29 kp
Besondere Eigenschaften:	durchstimmbarer Gitterbasistuner mit Spanngitterröhre PC 88 in der Eingangsstufe, Spanngitterregelröhre EF 183 in der ersten ZF-Stufe, temperaturkompensierter Sinusgenerator, Bildbreiten- und Bildhöhenstabilisierung, Bildhöhenkonstanz durch temperaturkompensiertes Ablenksystem, Fernbedienungsanschluß für Helligkeit und Lautstärke, UHF-vorbereitet, nach unten aus dem Gehäuse herausziehbare Schutzscheibe

zur Vermeidung von Folgeschäden an Bauelementen angeordnet.

Vertikalgenerator und Endstufe

Diese Baugruppe entspricht in ihrer elektrischen Ausführung ebenfalls im wesentlichen der im bisherigen Standardempfänger eingesetzten und bewährten Stufe [1]. Als Generator wird ein Sperrschwinger mit der ECC 82 ($Rö_{501}$) verwendet. Das zweite System dieser Röhre ist als Synchronimpulsverstärker geschaltet. Eine PL 84 ($Rö_{502}$) ist als Endstufe eingesetzt. Die notwendige Verformung des nahezu linearen Sägezahnes, den der Sperrschwinger liefert, wird durch eine frequenzabhängige Gegenkopplungsschaltung vorgenommen.
Die Bildhöhenstabilisierung gegenüber Netzspannungsschwankungen wird hier ebenfalls durch einen nichtlinearen Widerstand (R_{528}) über eine Impulsgleichrichtung erreicht. Aus der Spannung für den Sperrschwinger, die über einen Spannungsteiler von der Boosterspannung abgeleitet wird, und der von der Bildhöhe abhängigen Gleichspannung, die dieser parallel geschaltet ist, wird die wirksame Speisespannung für den Sperrschwinger gebildet. Dadurch wird eine von der Netzspannung weitgehend unabhängige Bildhöhe erzielt.
Damit der bei Erwärmung des Ablenksystems auftretende Bildhöhenschwund verringert wird, wurde in Reihe zu den Vertikalablenkspulen ein Thermistor parallel mit einem Schichtwiderstand (R_{532} und R_{531}) geschaltet. Um einen besseren Wärmekontakt mit den Ablenkspulen zu erreichen, ist der Thermistor innerhalb des Ablenksystems angeordnet. Durch diese Maßnahme wird eine gute Bildhöhenkonstanz bei Erwärmung des Empfängers erzielt.

Helligkeitsregelung und Leuchtpunktunterdrückung

Eine in Grenzen wirksame Strahlstrombegrenzung der Bildröhre im ungesteuerten Zustand wird durch die angewendete Helligkeitsregelschaltung erreicht. Die Spannung für die Helligkeitsregelung wird nicht direkt von der U_B-Spannung (Netzteil), sondern von der Anode der Videoendstufe bezogen.
Die Lage des Systemaufbaues bei der 110°-Bildröhre macht eine automatische Leuchtpunktunterdrückung, zur Vermeidung von Einbrennflecken auf dem Bildschirm, erforderlich. Diese Unterdrückungsschaltung muß in dem Moment wirksam werden, wenn das Gerät abgeschaltet wird. Dies wird durch eine große Kapazität (C_{603}) erreicht. Der Helligkeitsregler muß zu diesem Zweck in Betriebsstellung belassen werden, d. h., die Helligkeit darf nicht völlig zurückgedreht werden (keine Helligkeit auf dem Bildschirm).

Netzteil

Der Netzteil ist für 220 V Wechselstrom ausgelegt. Die Röhrenheizungen sind in einem Stromkreis hintereinander geschaltet angeordnet. Entsprechend der zulässigen Spannung zwischen Faden und Katode und dem Verwendungszweck der einzelnen Röhren in der Schaltung erfolgte die Anordnung im Heizstromkreis. Die Gleichrichtung erfolgt mittels eines Selengleichrichters. Die Gleichspannung ist für die einzelnen Stufen auf fünf verschiedene Punkte aufgeteilt, die durch RC-Glieder untereinander nochmals entkoppelt bzw. gesiebt sind.

Literatur

[1] Standard-Fernsehempfänger Typ AB und B. radio und fernsehen 10 (1961) H. 4 S. 106—110

[2] Voigt, H., und Günther, D.: Der kapazitiv durchstimmbare VHF-Tuner im Fernsehempfänger. radio und fernsehen 13 (1964) H. 2 S. 35—38

Eine neue Methode zur Absorbierung des Schalls in geschlossenen Räumen

Dr.-Ing. H. GUTERWIND

Mitteilung aus dem Institut für angewandte Akustik „Hans Sachs“ in Wismar

Es ist bekannt, daß an Orten, an denen verschiedene Schallwellen aufeinandertreffen, Interferenzen entstehen. Bei Frequenzgleichheit der Schallwellen ergibt sich je nach Phasenlage der Wellen zueinander eine Verstärkung oder Abschwächung der resultierenden Schallwellen. Stets ist der resultierende Schalldruck die geometrische Summe der einzelnen Teilschalldrucke.
Die Problematik weist starke Analogien zur geometrischen Addition von Wechselspannungen gleicher Frequenz, aber beliebiger Phasenlage auf, die jedem Studierenden der Elektrotechnik vertraut ist.
Sind zwei aufeinandertreffende Schallwellen in ihren Amplituden gleich, jedoch gegeneinander um 180° phasenverschoben, so tritt eine vollständige Auslöschung des Schalls am Begegnungsort auf:

$$P_1 \cdot \cos(\varphi_1) + P_2 \cdot \cos(\varphi_1' + \pi) = P_{ges} \cdot \cos(\varphi_2)$$

Die rechte Seite der Gleichung wird Null, wenn $P_1 = P_2$ ist. Die experimentelle Nachprüfung dieser Aussage bietet keine Schwierigkeit.
Schon Helmholtz war diese Erscheinung bekannt [1]. Eine praktische Verwertung gelang nicht, da eine Phasenverschiebung von 180° am Begegnungsort der Schallwellen über einen hinreichend breiten Frequenzbereich nicht exakt zu erzielen war. Außer der Laufzeit jeder Schallwelle, die entscheidend für die Phasenlage am Begegnungsort ist, wird das Problem noch kompliziert, wenn die Schallwellen in einem gestörten Schallfeld wirken. Hierunter ist ein Feld zu verstehen, in dem die ungehinderte Ausbreitung des Schalles durch Inhomogenitäten gestört ist. Dies trifft bereits für jeden bebauten Raum zu, in dem Nutzschall erzeugt bzw. gehört wird. Praktisch wird der theoretische Fall etwa in jedem Wohnzimmer realisiert, in dem ein Rundfunkgerät aufgestellt ist.
Durch die Einschaltung eines Breitband-Phasenschiebers (Bild 1) vor einen der beiden schallerzeugenden Lautsprecher gelingt es, die erforderliche Phasenverschiebung von 180° herzustellen.
Mitarbeiter des Institutes entwickelten einen solchen Breitband-Phasenschieber.
Bild 2 zeigt eine praktische Anwendung der Anlage [2]. Mit der hier gezeigten Anordnung vermeidet man u. a. eine störende diffuse Reflexion an den Wänden des Raumes.
A ist der Lautsprecher eines handelsüblichen Rundfunkempfängers. An die Wand *D* schließt sich die Nachbarwohnung an, in der möglichst wenig Schall vom Empfänger *A* aufgenommen werden soll. Die „klassische“ Lösung sah hierzu die Herstellung einer aus-

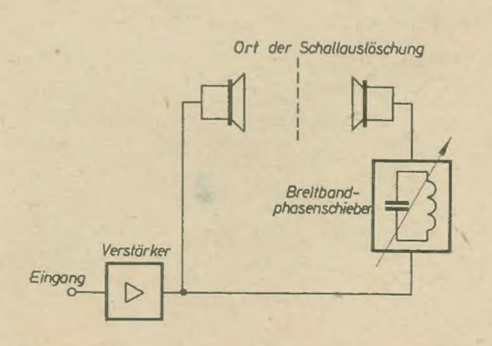


Bild 1: Anordnung von zwei Schallquellen (Lautsprechern) mit Ausgleich der Phasenlage durch Breitband-Phasenschieber

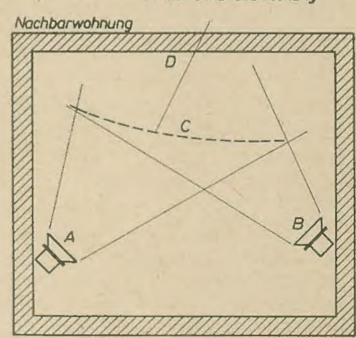


Bild 2: Endgültige Anordnung der Lautsprecher im Versuchsraum

reichenden Schalldämmung vor [3]. Dieses Verfahren ist jedoch aufwendig.
Bei den heute üblichen Schalleistungen von 0,05 ··· 50 W im Wohnzimmer bewährt sich die zweite Methode wesentlich besser. Parallel zum Lautsprecher A wird über einen Breitband-Phasenschieber ein zweiter Lautsprecher B betrieben. Die Schallwellen treffen am Punkt C zusammen und löschen sich hier aus. An D und dahinter ist kein Schall mehr hörbar. Es muß betont werden, daß die Entwicklung der Anlage noch nicht abgeschlossen ist. Entscheidende Teile der Anlage für neuartige Schallabsorption konnten zum Patent angemeldet werden. Bei Aufnahme der Massenproduktion sollen Bewohner für Hohlstein-Neubauten bevorzugt berücksichtigt werden. Herr Prof. Dr. Dr. Curt Datteldun konnte vor der interessierten Fachpresse mit berechtigtem Stolz versichern: „Wir können das Problem noch nicht auf den Tisch legen — aber es ist eine gute Sache!!“

Literatur

[1] Helmholtz: Besonderheiten im ungestörten Schallfeld. Sonderbeilage zu Schröders Annalen, Jahrgang 1899 H. 1 S. 43—78

[2] Muck: Eine neuartige Anordnung zur Erzeugung interessanter Schallinterfrequenzphänomene mittels Breitband-Phasenverschieber. Wissenschaftliche Zeitung für Nautik und Akustik 8 (1963) H. 13 S. 145 bis 367

[3] Guterwind: Die Schalldämpfung als Problem als solches. Mensch und Maschine 14 (1962) H. 3 S. 166—175

Spannungsregler der DDR-Produktion

Auf Grund der noch immer nach Ort und Zeit unterschiedlichen Energieversorgung spielen Spannungsregler für TV-Empfänger, deren einwandfreies Funktionieren in engen Grenzen von der angelegten Spannung abhängt, eine erhebliche Rolle. Daher halten wir eine Zusammenstellung der jetzt in der DDR in Produktion befindlichen Spannungsregler für interessant.

Stelltransformator „Stella 300“

VEB Wetron Weida

Der Stelltransformator „Stella 300“ ermöglicht durch optische Sichtkontrolle das Einstellen der richtigen Netzspannung (Normalspannung) von 220 V. Beide Leuchtfelder müssen möglichst gleiche Helligkeit zeigen. Zeigt die Sollwertanzeige während des Betriebes zwischen oberer und unterer Hälfte verschiedene Helligkeit, so wird durch Drehen des Zeigerknopfes nach rechts bzw. nach links die Sollspannung nachgeregelt.
Beim Durchdrehen des Drehknopfes für die Sollwerteinstellung wird der Stromkreis nicht unterbrochen.



Unterspannung (Schalter im Uhrzeigersinn nach rechts drehen)

Überspannung (Schalter gegen den Uhrzeigersinn nach links drehen)

▲ **Konturen der Sollwertanzeige bei verschiedenen Spannungen**

◄ **Stelltransformator „Stella 300“, VEB Wetron Weida**

Schaltung des Stelltransformators „Stella 300“ ►

Auswechseln der Glühlampen

Zur Ersatzbestückung müssen paarig sortierte Glühlampen 3,8 V/0,07 A verwendet werden. Diese Glühlampen sind als *Ersatzlampenpaar für den elektrischen Sollwertanzeiger SWA 1/2* im Fachhandel erhältlich. Es müssen stets beide Lampen ausgewechselt werden, da sonst die Anzeigegenauigkeit nicht mehr gewährleistet ist.

Technische Daten

Eingangsspannung:	176 ··· 242 V 50 Hz
Belastbarkeit:	300 VA
Anzeigegenauigkeit:	± 2,5%
Sicherung:	2 A (flink)
Gewicht:	4,1 kp

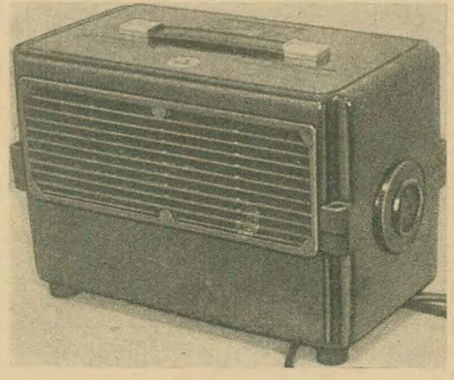
Spannungsgleichhalter Sgh 200

VEB Schwermaschinenbau „Heinrich Rau“

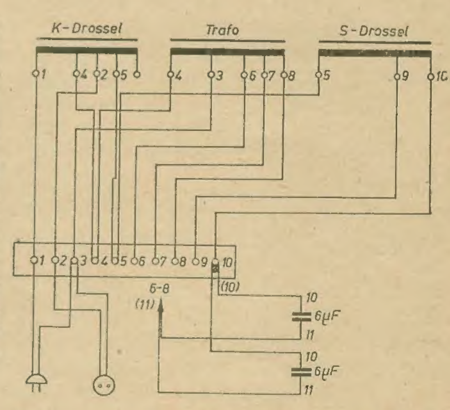
Der Spannungsgleichhalter Sgh 200 regelt selbständig. Ein Nachstellen von Hand ist nicht erforderlich.

Technische Daten

Belastbarkeit:	200 VA bei $\cos\varphi = 1$
Eingangsspannung:	220 V + 10 — 30% 50 Hz
Ausgangsspannung bei einer Last von 25 ··· 200 VA:	220 V ± 3%
Abweichung der Ausgangsspannung bei Frequenzänderung von ± 1%:	± 2%
Ausgangsspannung bei Leerlauf:	220 V ± 5%
kurzschlußfest	
Gehäuseabmessungen:	330 × 235 × 195 mm
Gewicht:	10,8 kp



Spannungsgleichhalter Sgh 200, VEB Schwermaschinenbau „Heinrich Rau“

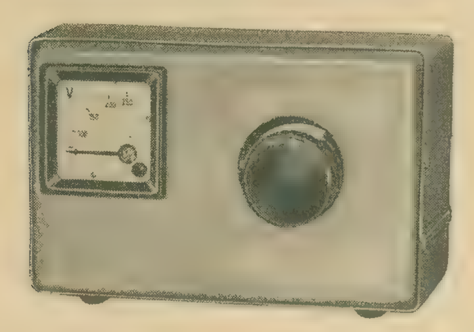


Schaltung des Spannungsgleichhalters Sgh 200

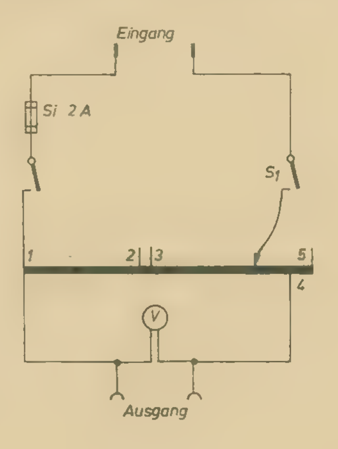
Stelltransformator Typ 5

VEB Funkwerk Dabendorf

Der Stelltransformator Typ 5 ist für den Anschluß an ein Wechselspannungsnetz von 220 V vorgesehen. Die geregelte Spannung wird einer an der Rückseite befindlichen Steckdose entnommen und von dem Meßgerät an der Frontseite angezeigt.
Wenn der ordnungsgemäße Anschluß erfolgt ist, kann der Stelltransformator durch Betätigen des Drehknopfes nach rechts eingeschaltet und die Spannung auf 220 V eingeregelt werden. Die Normalspannung von 220 V ist durch eine rote Marke gekennzeichnet. Danach wird das angeschlossene Fernsehgerät, Rundfunkgerät und dergleichen in Betrieb genommen. Während des Betriebes muß die Spannung am Instrument kontrolliert werden. Entspricht die Spannung nicht der Normalspannung, so ist diese durch Betätigen des Drehknopfes einzuregeln.
Der Stelltransformator ist mit einer mittelträgen Feinsicherung 2 A abgesichert.



Stelltransformator Typ 5, VEB Funkwerk Dabendorf



◄ Schaltung des Stelltransformators Typ 5

Technische Daten

Eingangsspannung:	165 ··· 242 V 50 Hz
Ausgangsspannung:	220 V stufenlos regelbar
Ausgangsleistung:	300 VA max.
Sicherung:	2 A (mittelträge)
Abmessungen:	220 × 148 × 150 mm
Gewicht:	etwa 4,3 kp

Spannungsregler „Constant" Typ S 2

VEB Braunkohlenwerk Bitterfeld

Das Gerät wird über die Anschlußschnur mit dem Netzstecker an das 220-V-Netz angeschlossen. Der Netzstecker des Fernsehgerätes wird in die Steckdose, die auf dem Stecker des „Constant" montiert ist, eingesteckt. Durch Drehen des Schaltknopfes auf den ersten Kontakt erhält der Stelltrafo



◄ Spannungsregler „Constant" Typ S 2, VEB Braunkohlenwerk Einheit, Bitterfeld

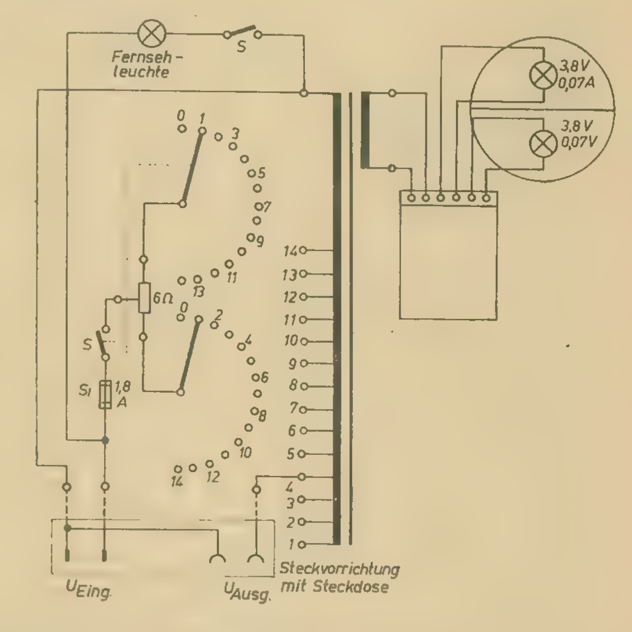
Spannung. Die „Aus"-Stellung ist mit einer 0 gekennzeichnet. Bevor das Fernseh- bzw. Rundfunkgerät eingeschaltet wird, ist die Höhe der Spannung an der Sollwertanzeige zu kontrollieren und der Sollwert einzustellen. Die Sollwertanzeige ist funktionsfähig, wenn beide Hälften der Sichtscheibe am Sichtgerät aufleuchten.
Für die Sollwertanzeige gilt das bereits für den Stelltransformator „Stella" gesagte.
Mit dem Drehknopf des Stelltrafos wird die Stufe eingestellt, die die kleinste Helligkeitsdifferenz zwischen den beiden Sichtscheibenhälften zuläßt.
Der Stufenschalter des Stelltrafos hat 14 Stufen. Damit ist es möglich, eine Gerätespannung von 220 V einzustellen, solange die Netzspannung im Bereich zwischen 165 und 242 V liegt.
Die Fernsehleuchte wird durch den an der Rückseite angebrachten Druckschalter eingeschaltet. Ihr Betrieb ist vom Stelltrafo unabhängig. Durch Verschieben des Abblendkegels ist die Zimmerhelligkeit einstellbar.

Ausfall der Sollwertanzeige

Bleibt eine Hälfte der Sichtscheibe (Sollwertanzeige) trotz Verstellen des Drehknopfes dunkel, so ist die darunter befindliche Glühlampe (3,5 V, 0,07 A) defekt. Da die in dem Anzeigegerät zur Verwendung kommenden Glühlampen sorgfältig gealtert und sortiert sind, muß bei Ausfall einer Lampe stets das Lampenpaar gewechselt werden.

Ersatzlampenpaare sind unter der Bezeichnung *Ersatzlampenpaar für den elektrischen Sollwertanzeiger SWA 1/2* im Fachhandel erhältlich.

Die 1,6-A-Gerätefeinsicherung befindet sich im Fußunterteil des Stelltrafos und ist von unten zugänglich. Man schraubt die kleine schwarze Schraubkappe heraus, wechselt die Feinsicherung aus und schraubt die Kappe wieder ein.
Das Gerät darf nicht auf eine weiche Unterlage gestellt werden, da sich sonst die Füße eindrücken und die Kühlung beeinträchtigt wird.



Schaltung des Spannungsreglers „Constant" Typ S 2 ►

Technische Daten

Stelltrafo Typ S 2 — Spartransformator	
Netzspannung:	165 ··· 242 V 50 Hz
Ausgangsleistung:	200 VA
Stufenzahl:	14 Stellungen
Gerätesicherung:	1,6 A
Fernsehleuchte	
Netzspannung:	220 V
Lampenleistung:	25 W
Lampenart:	Tropfenlampe mit E-14-Sockel
Gewicht:	etwa 3,5 kp

Stelltransformator Typ 1222

Feutron Karl Weiss KG. Greiz

Mit Hilfe des Stelltransformators Typ 1222 lassen sich durch stufenweise Einstellung sowohl Unterspannungen bis 165 V als auch erhöhte Spannungen bis 242 V auf die normale Netzspannung von 220 V verändern.

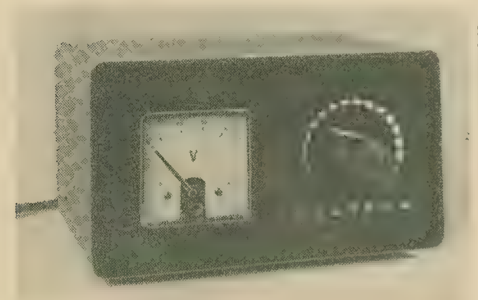
Der Stelltransformator wird mit der fest eingebauten Geräteschnur an das Netz von 220 V angeschlossen. In die Steckdose auf der Geräterückseite wird der Stecker des Rundfunk- oder Fernsehgerätes gesteckt, nachdem man sich überzeugt hat, daß der Schalterknebel auf der Gerätevorderseite auf 0 steht. Wird nun der Schalterknebel bis zum ersten Rastpunkt nach rechts gedreht, ist das Gerät eingeschaltet und gleichzeitig auf die höchste Eingangsspannung eingestellt. Steht dann der Zeiger des Voltmeters noch links der roten 220-V-Markierung, wird der Schalterknebel weiter nach rechts bewegt, bis sich der Zeiger mit der Markierung deckt.

Bei Betätigung des 14stufigen Rastenschalters wird die Spannung am Verbraucher nicht unterbrochen. In der vierten Schaltstellung von links (breites, weißes Rastfeld) zeigt das Voltmeter die Eingangsspannung an, die im Normalfalle 220 V beträgt.

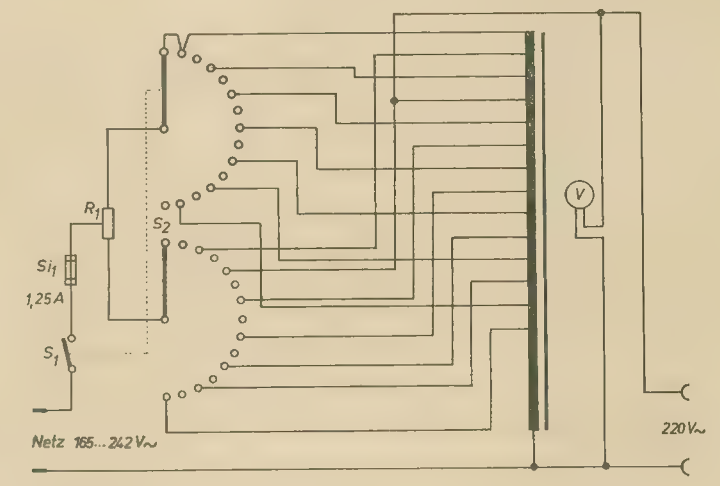
Rückseitig am Gerät ist eine Feinsicherung angebracht.

Technische Daten

Eingangsspannung:	165 ··· 242 V 50 Hz
Belastbarkeit:	200 VA
Feinsicherung:	T 1,25 B TGL 0-41571
Abmessungen:	etwa 180 × 105 × 155 mm
Gewicht:	etwa 3,1 kp



Stelltransformator Typ 1222, Feutron Karl Weiss KG. Greiz ◀



Schaltung des Stelltransformators Typ 1222 ▶

Die Fernbeobachteranlage FBA 4 mit der UW-Fernsehkamera FK 6

MANFRED HERRMANNS

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik, Berlin

Aufbau und Verwendungszweck

Auf der Grundlage der im VEB Meßelektronik, Berlin, serienmäßig gefertigten Fernbeobachteranlage FBA 2 entstand die für Unterwasserbeobachtungen anwendbare Fernbeobachteranlage FBA 4. Außer den bereits in radio und fernsehen 13 (1964) H. 5 und 6 beschriebenen, zur Anlage FBA 2 gehörenden Geräten (Kamerabetriebsgerät KB 2, Stromversorgungsgerät SVG 2, Fernbildschreiber FB 2 sowie die Fernbedienungszusätze FZK 2, FZO 2 und FZB 2) enthält die FBA 4 (Bild 1) als Anlagenkopf die UW-Fernsehkamera FK 6, die UW-Leuchten mit dem Fernbedienungszusatz FZL 1, einen Anschlußkasten und eine Kabeltrommel. Bei Bedarf kann der Anlagenumfang u. a. durch folgende Geräte erweitert werden: Schemelgestell, Klarsichtvorsatz, Kabelverstärker.

Die FK 6 ist über UW-Kamerakabel, Anschlußkasten sowie normales Kamerakabel mit dem Kamerabetriebsgerät KB 2 verbunden und dieses über mehradrige Kabel mit dem Stromversorgungsgerät SVG 2. Dadurch war es möglich, einige für den Betrieb der Fernsehkamera notwendigen Baugruppen, wie Heiz- und Anodenspannungsversorgung und die Ablenkgeräte, in den Geräten SVG 2 und KB 2 unterzubringen. Somit konnte die FK 6 trotz des dickwandigen Druckgehäuses in ihren Abmessungen relativ klein gehalten werden.

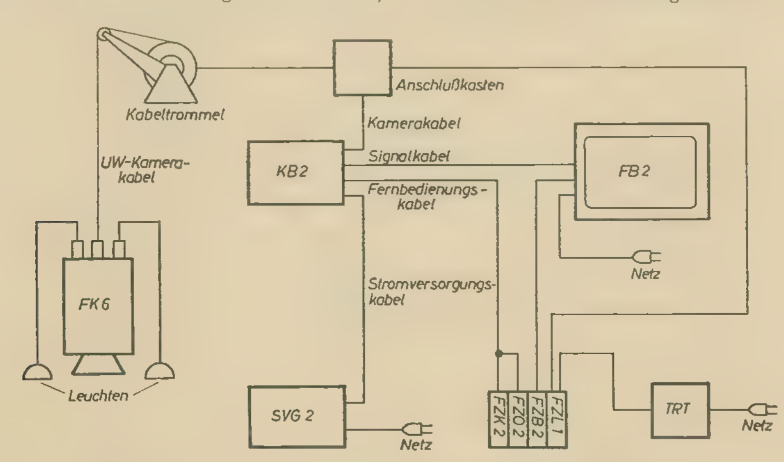


Bild 1: Blockschaltbild der Fernbeobachteranlage FBA 4 mit UW-Fernsehkamera FK 6

Die Fernbedienung der Anlage erfolgt von den verschiedenen Fernbedienungszusätzen aus. Die elektrischen Regelgrößen der Kamera und des Bildschreibers werden am FZK 2 bzw. am FZB 2 eingestellt, die fernsteuerbare Optik wird vom FZO 2 aus betätigt. Die UW-Leuchten werden über einen Trennregeltransformator aus dem Netz gespeist, und die auf 110 V herabgesetzte Spannung wird über den Fernbedienungszusatz FZL 1 wahlweise auf eine oder beide UW-Leuchten geschaltet. Die Einspeisung der Beleuchtungsspannung in das UW-Kabel erfolgt im Anschlußkasten.

Die Überwassergeräte der Anlage FBA 4 sind in schwallwasserdichter Aluminiumgußausführung hergestellt und daher rauhen Betriebsbedingungen besonders angepaßt.

Die UW-Fernsehkamera FK 6 hat die Aufgabe, das optische Bild der UW-Aufnahmeszene in ein Fernsehsignal umzuwandeln, das



Bild 2: FK 6 mit Schemelgestell bei der Erprobung an der Saidenbach-Talsperre (im Hintergrund die Kabeltrommel mit eingeklapptem Ausleger)

Bild 3: UW-Fernsehkamera FK 6 in Grundausrüstung

dann über Kabel zu den nachfolgenden Geräten der Anlage bis zum Bildschreiber übertragen wird. Die FK 6 kann für zeitlich unbegrenzte Fernsehbeobachtungen aller Art bis zu einer Wassertiefe von 150 m eingesetzt werden.

UW-Fernsehkamera FK 6

Das zylindrische Druckgehäuse ist aus seewasserbeständigem Leichtmetallguß hergestellt und mit einem Polyesterfarbüberzug versehen. In die Vorderseite ist eine 10 mm starke Klarsichtscheibe eingelassen. Den hinteren Abschluß bildet ein Flansch mit gummigedichteten Stopfbuchsen zur Kabeldurchführung.
Mit Hilfe der im Gehäuse enthaltenen Gewindebohrungen kann die Kamera entsprechend den Anwendungsfällen in verschiedene Halterungen (Bild 2) eingeschraubt werden. Für die Grundausrüstung (Bild 3) ist ein Bügel mit Kabel-Zugentlastung und ein Ausleger mit zwei UW-Leuchten vorgesehen.
Das Gewicht der FK 6 in Grundausführung beträgt in Luft etwa 28 kp und im Wasser etwa 12 kp. Die Abmessungen über alles sind etwa 1300 × 500 × 530 mm.
Der zylindrische Kameraeinschub ist am rückwärtigen Gehäuseflansch montiert und kann somit für Servicezwecke samt Deckel aus dem Gehäuse herausgezogen werden. Bei einem veränderten mechanischen Grundaufbau des Kameraeinschubes wurden die technischen Daten und die Schaltung der Fernkamera FK 2 beibehalten (Bild 4).
Als Feuchtigkeitsmelder dienen zwei an die Pole einer Gleichspannungsquelle angeschlossene und durch saugfähiges Papier voneinander isolierte Metallteile. Dringt Wasser in das Druckgehäuse, so wird das Papier feucht und damit leitend. Ein Relaiskreis wird geschlossen, und im FZL 1 werden akustische und optische Warnsignale ausgelöst.

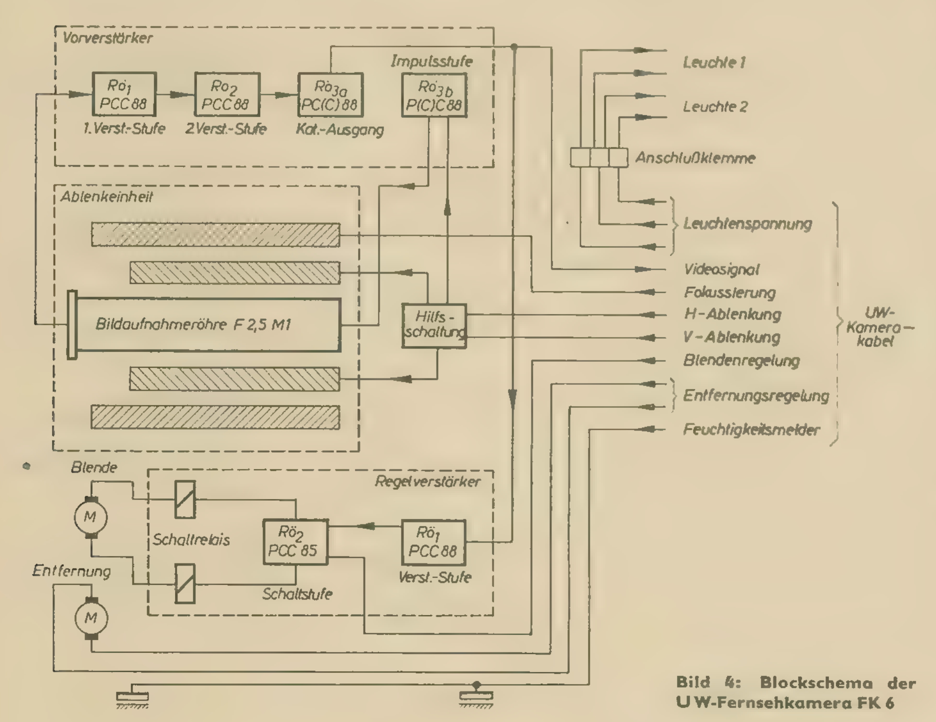


Bild 4: Blockschema der UW-Fernsehkamera FK 6

UW-Leuchten

Die UW-Scheinwerfer wurden vom VEB Leuchtenbau, Berlin, in Zusammenarbeit mit dem VEB Meßelektronik, Berlin, entwickelt. Als günstigste Lösung wurden geflutete Gehäuse angesehen, bei denen der Glühlampenkolben vom Wasser umspült wird und nur eine Abdichtung zwischen der wasserdichten Lampenfassung und dem Glaskolben erforderlich ist.
Es wurden Projektionslampen 500 W, 110 V vom VEB Narva, Plauen, eingesetzt, die dem maximal auftretenden Druck von etwa 15 atü ohne Risiko standhalten.

Kabeltrommel und das UW-Spezialkabel

Für größere Tauchtiefen ist es günstig, zum Auf- und Abwickeln des Kamerakabels die in Zusammenarbeit mit dem VEB Maschinenfabrik Torgelow entwickelte Kabeltrommel mit Ausleger (Bild 2) zu verwenden. Diese dient außerdem beim Aufholen und Niederbringen der Kamera als Seilwinde und verringert die Gefahr von Kabelschäden. Da es sich bei dieser Kabeltrommel um eine schleiferlose Ausführung handelt, muß außer dem einlagig aufgewickelten UW-Kabel ein Hilfskabel auf einer Innentrommel verwendet werden. Der Antrieb erfolgt über eine Handkurbel oder durch einen Elektromotor mit Getriebe.



Bild 5: 31adriges UW-Fernsehkamerakabel mit Stahlbewehrung

Das UW-Kabel (VEB Kabelwerk Vacha) besitzt 31 voneinander isolierte Drahtadern zur Übertragung der verschiedenen Steuer-, Signal- und Hilfsspannungen. Um ein zusätzliches Halteseil für die Kamera zu ersparen, wurde das Kabel mit einer Stahlbewehrung versehen und kann somit hohe Zugkräfte aufnehmen (Bild 5).

Literatur

[1] Kaiser, S.: UW-Fernsehversuche an Talsperren. Bild und Ton 15 (1962) H. 12
[2] Dieterich, W.: Die Fernbeobachteranlage FBA 2. radio und fernsehen 13 (1964) H. 5 und 6
[3] Herrmanns, M.: Unterwasser-Fernsehen. radio und fernsehen 12 (1963) H. 23

Der Aprel-Drehko — ein Elektrolyt-Drehkondensator für sehr hohe Kapazitätswerte

ALOIS SHOCKINGER

Prinzip

Bei normalen Kondensatoren wird bekanntlich eine bedeutende Kapazitätssteigerung dadurch erreicht, daß die Alufolie des Kondensatorwickels elektrolytisch oxydiert wird und diese Oxydschicht das Dielektrikum bildet. Derartige Kondensatoren sind als Elektrolytkondensatoren seit langem bekannt.

Der Gedanke, dieses Verfahren auch bei Drehkondensatoren anzuwenden, erscheint naheliegend. Nach dem Vorschlag von *Stussko* und *Blechinger* (Phänomen-Chemie Kyritz/Kn.) wird ein normaler Drehkoaufbau in einem luftdichten Behälter verschlossen.

Bild 1: Versuchsmuster eines Aprel-Drehkos für eine Endkapazität von 10 μF

Der Behälter wird mit einem Elektrolyten gefüllt und dann durch elektrolytische Formierung mittels Gleichspannung der Stator — der natürlich aus Aluminiumplatten bestehen muß — mit der als Dielektrikum dienenden Oxidschicht versehen. Kapazitäts-Endwerte von einigen 100 μF sind leicht erreichbar. Wegen der Besonderheiten der Technologie lassen sich allerdings im Moment nur Niedervolt-Elektrolyt-Drehkondensatoren herstellen, die bis etwa 14 V belastbar sind.

Außerdem ist es erforderlich, im Betrieb eine ständige Gleichspannung anzulegen, damit die Drehkoplatten ständig nachformiert werden. Das Anlegen reiner Wechselspannung ist also nicht möglich, vielmehr muß der Drehko aperiodisch — d. h. mit Vorspannung — betrieben werden. Hieraus erklärt sich die von den Erfindern vorgeschlagene Kurzbezeichnung „Aprel-Drehko", die aus „aperiodischer Elektrolyt-Drehkondensator" abgeleitet ist.

Herstellung

Ausgegangen wird von einem normalen Luftdrehkondensator üblicher Bauart und geeigneter Plattengröße. Nach Einbau in ein flüssigkeitsdichtes Isoliergehäuse, wobei auf gute Dichtung der Anschlußdurchführungen zu achten ist, wird zunächst der Elektrolyt angesetzt. Er besteht aus Kaliumhydroxyd in wäßriger Lösung, das in Form der bei NC-Akkus benutzten Kalilauge handelsüblich ist. Die hierfür übliche Konzentration wird mit destilliertem Wasser im Verhältnis 1 : 1 verdünnt und dem fertigen Gemisch noch 2-Gew.-% Aluminium aceticum purum cristallisatum zugegeben. Letzteres ist als „Essigsaure Tonerde" in Apotheken erhältlich und bewirkt einen Verschluß der Poren in der Oxydschicht der Platten. Zwecks besserer Lösung wird das Gemisch leicht erwärmt und nach Erkalten filtriert. Zu beachten ist, daß der herausgedrehte Rotor ebenfalls völlig mit Lösung bedeckt ist, da sonst der Kapazitätsverlauf ungleichmäßig wird.

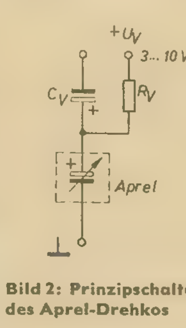




Bild 2: Prinzipschaltung des Aprel-Drehkos

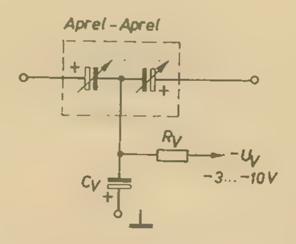


Bild 3: Anschaltung eines Doppel-Aprel-Drehkos (Prinzip)

Formierung

Über einen Vorwiderstand wird der so präparierte Aprel-Drehko an eine Gleichspannung von 8 ··· 12 V angeschlossen, wobei Vorwiderstand und Spannung so bemessen werden, daß sich zu Beginn der Formierung ein Strom von 0,2 ··· 0,3 A je cm^2 Plattenoberfläche des Stators einstellt. Der Stator wird mit dem Pluspol verbunden und ist auch späterhin der Plusanschluß des Aprel-Drehkos. Die Rotorplatten bleiben blank und werden durch die Leitfähigkeit des Elektrolyten gewissermaßen dem Stator „elektrisch genähert". Hieraus und aus der guten Dielektrizitätskonstante resultiert die verblüffende Kapazität des Aprel-Drehkos.

Die Kalilauge wird bei der Formierung ständig regeneriert und nicht verbraucht. Der freiwerdende Wasserstoff steigt in Form von Gasbläschen auf, weshalb das Aprel-Drehko-Gehäuse während der Formierung nicht geschlossen werden darf. Die Vermischung des Wasserstoffgases mit dem Sauerstoff der Luft ergibt Knallgas, das in größerer Ansammlung bekanntlich sehr explosiv ist. Um unliebsame Zwischenfälle zu vermeiden, wird der Wasserstoff zweckmäßig sofort beim Entweichen angezündet. Das nach Anzünden entstehende rasante Knattern der Knallgasbläschen ist ungefährlich und für diesen Arbeitsgang typisch. Sobald die Wasserstoffentwicklung aufhört, ist der Formierprozeß beendet.

Der Formierungsstrom ist dann auf den endgültigen konstanten Reststrom des Aprel-Drehkos zurückgegangen und liegt für die Plattengröße eines normalen 500-pF-Luftdrehkondensators bei entsprechender Technologie je nach Rotorstellung bei 50 ··· 300 μA. Die erreichbare Kapazität für die gleiche Plattengröße liegt dann bei 25 ··· 250 μF. Der Verlustfaktor ist mit $\tan\delta \approx 0{,}05 \cdots 0{,}1$ ebenfalls verblüffend.

Schaltung

Der Anschluß des Aprel-Drehkos erfolgt grundsätzlich nach Bild 2. Die Vorspannung U_v wird über einen Widerstand zugeführt, der im wesentlichen die Aufgabe hat, einen Kurzschluß der Drehko-Wechselspannung über die Vorspannungsquelle zu vermeiden. Selbstverständlich können nach dem gleichen Verfahren auch Doppel-Aprel-Drehkos hergestellt werden, wie sie für viele Schaltungen benötigt werden. Bild 3 zeigt eine hierfür in Frage kommende Prinzipschaltung.

Messen des Reststromes von Elkos

Die Größe des Reststromes ist unter normalen Betriebsbedingungen in erster Linie von der Dichte und chemischen Reinheit des Elektrolyten und dem Zustand der Oxidschicht auf der Anode des Kondensators abhängig. Bei der Messung des Reststromes ist jedoch eine gewisse Unsicherheit im Meßergebnis nicht völlig zu vermeiden, da die Kondensatoren verschiedener Fabrikate auch etwas verschiedene Restströme aufweisen.

Der nach Anlegen einer Gleichspannung durch den Elektrolytkondensator fließende Reststrom I_R kann nach folgender Faustformel ermittelt werden:

$$I_R\,[\mu A] = 0{,}1 \cdot C \text{ in } \mu F \cdot U \text{ in } V + 100.$$

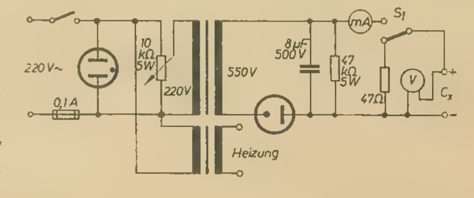
Zur Messung des Reststromes soll eine einfache Schaltung gezeigt werden, die von den meisten Amateuren selbst gebaut werden kann (Bild).

Nach erfolgter Messung des Reststromes ist der Schalter S_1 wieder in die Nullstellung zu schalten, damit sich der Prüfkondensator über den 47-Ω-Widerstand entladen kann. Ferner ist es notwendig, den Prüfling mindestens 5 min unter Spannung zu lassen, bevor die endgültige Messung vorgenommen wird. Die angelegte Spannung soll die Betriebsspannung des Prüflings nicht überschreiten.

Für die Gleichrichtung können die Röhren AZ 11/12, EZ 80/81 oder Selengleichrichter verwendet werden.

Für die Strommessung wird ein Drehspulinstrument bis 100 mA und für die Spannungsmessung ein Drehspulinstrument bis 600 V verwendet.

R. St.



Dipl.-Ing. PETER BAUMANN

Kennwerte der diffusionslegierten Germanium-pnp-HF-Transistoren GF 120 (OC 880) bis GF 122 (OC 882)

Diesen Ausführungen liegt der am 3. 10. 1963 in Weimar auf der Fachtagung „Halbleiterbauelemente in der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik" gehaltene Vortrag „Kennwerte der Transistoren OC 880 bis OC 883 und ihre Messung" zugrunde. Die Überarbeitung des Vortrages entspricht dem Stand vom 15. 2. 1964.

Verwendung

GF 120 HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im MW- und LW-Bereich

GF 121 HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Bereich bis 8 MHz

GF 122 HF-Transistor für ZF-Stufen von 10,7 MHz

Bauform

Die Bauform der seit Anfang des Jahres 1963 im VEB Halbleiterwerk gefertigten diffusionslegierten pnp-Flächentransistoren der Typenreihe OC 880 bis OC 883 [1] wurde auf das TO 18-Gehäuse umgestellt (Bild 1). Damit entstand die Typenreihe GF 120 bis GF 122, bei der der Kollektoranschluß isoliert herausgeführt ist, während ein vierter Anschluß („Schirm") auf Gehäusepotential liegt.

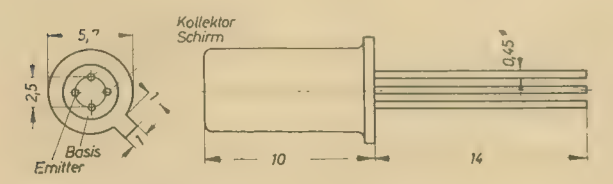


Bild 1: Abmessungen

Zulässige Höchstwerte (für $\vartheta_a = 45\,°C$)

$-U_{CBO} = 25$ V; $-I_C = 10$ mA; $\pm I_B = 1$ mA

$-U_{EBO} = 0{,}5$ V; $-I_E = 11$ mA

$-U_{CE} = 15$ V gilt für ein Verhältnis der Widerstände $R_B/R_E \leq 50$, wobei

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \leq 100\ \text{k}\Omega$$

zu wählen ist (Bild 2).

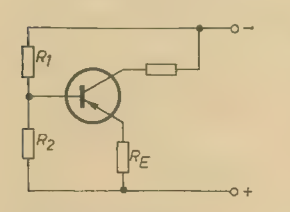


Bild 2: Einstellung der Basisspannung

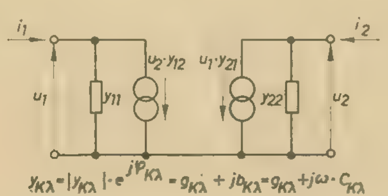


Bild 3: Transistor-y-Ersatzschaltbild zu Tabelle 1

Statische Kennwerte ($\vartheta_a = 25\,°C - 5$ grd)

$-I_{CBO} = 4$; $\leq 7{,}5\ \mu A$ bei $-U_{CB} = 6$ V

$-I_{CER} = 20$; $\leq 100\ \mu A$ bei $-U_{CE} = 6$ V ($R_{BE} = 33\ \text{k}\Omega$)

$-U_{CBO} \geq 25$ V bei $-I_C = 100\ \mu A$

$-U_{EBO} \geq 0{,}5$ V bei $-I_E = 100\ \mu A$

Wärmewiderstand $R_{th} \leq 0{,}6$ grd/mW

Die angegebenen Mittelwerte und Arbeitspunktabhängigkeiten sind als informatorische Angaben zu betrachten.

Zu einem späteren Zeitpunkt werden diese Informationswerte insbesondere durch die Angabe von Mittelwerten und Arbeitspunktabhängigkeiten der y-Parameter bei den Frequenzen 0,5 und 2 MHz ergänzt werden.

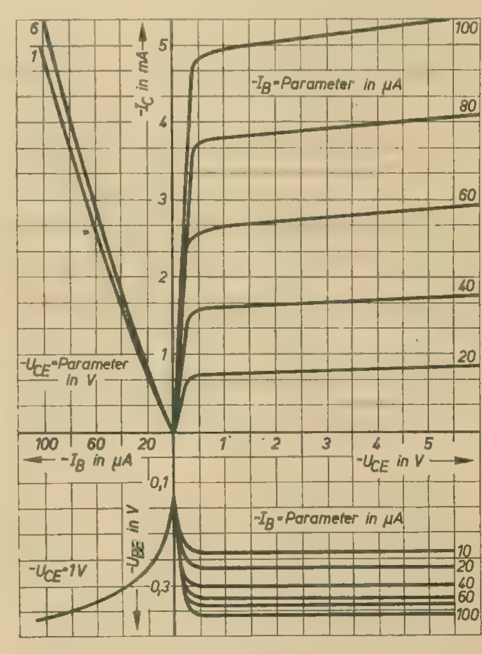


Bild 4: Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung der Typen GF 120, 121, 122

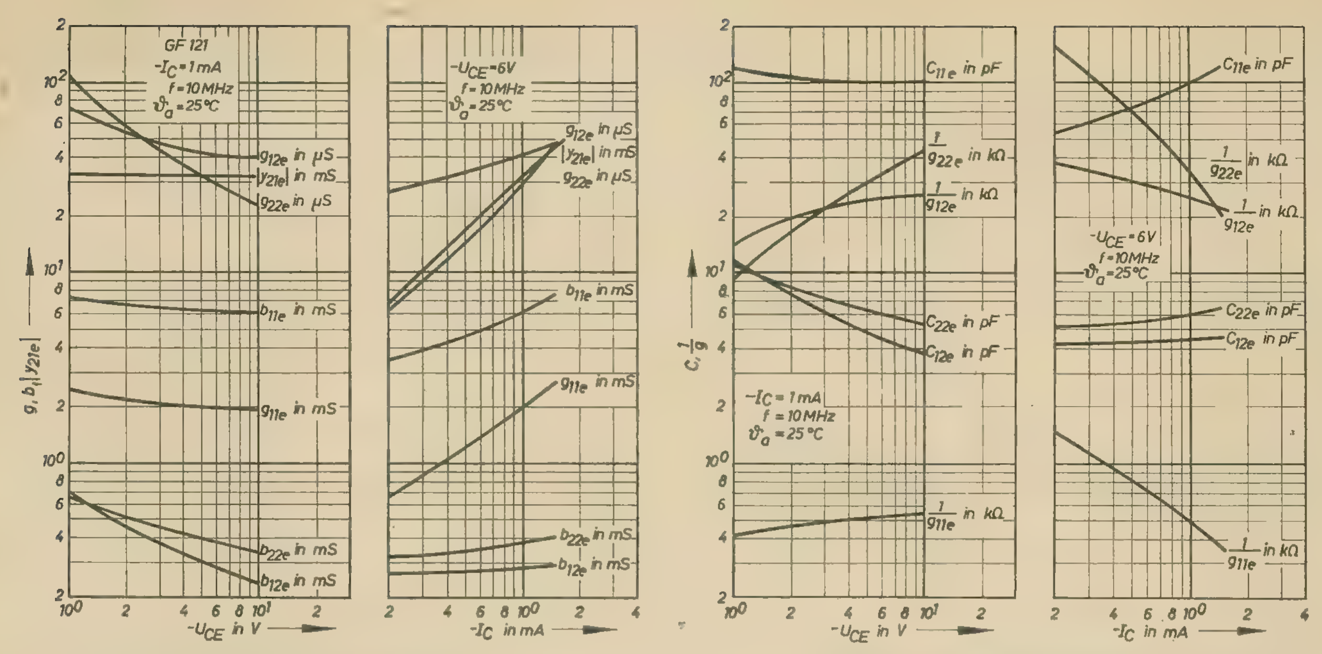


Bild 5: Arbeitspunktabhängigkeiten des Typs GF 121 ▲

▼ Bild 6: Arbeitspunktabhängigkeiten des Typs GF 122

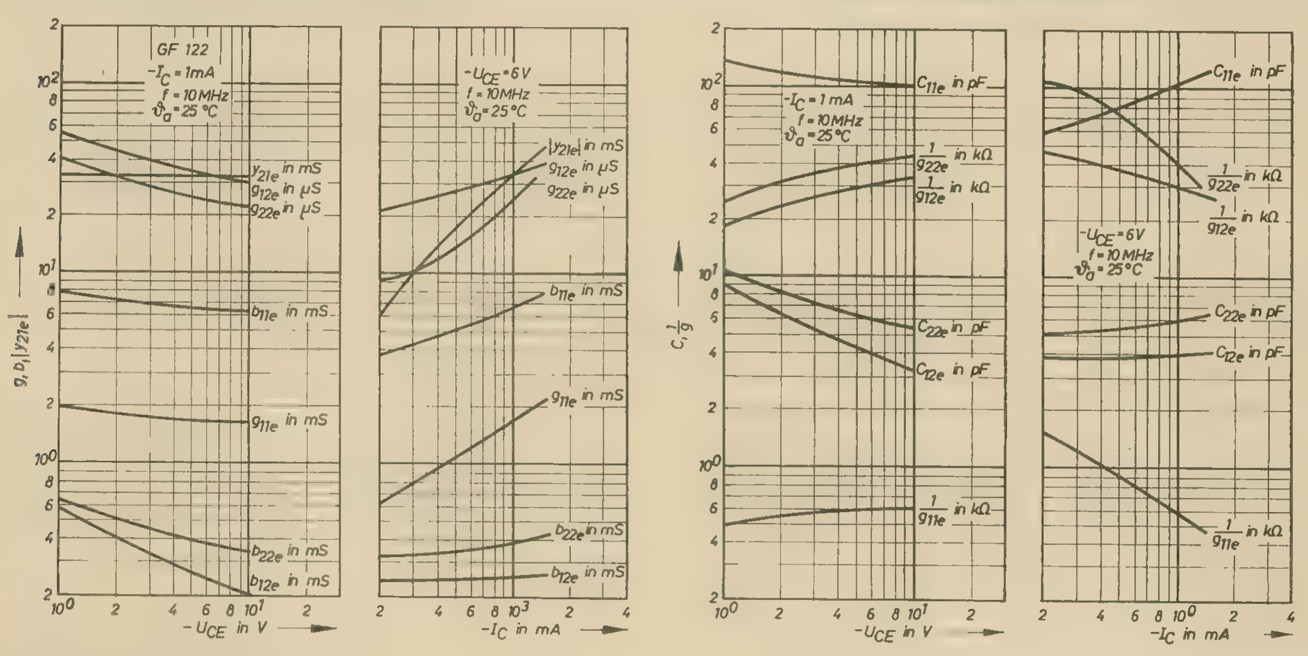


Tabelle 1: Dynamische Kennwerte

	h_{21e}	f_T in MHz		g_{11e} in mS		C_{11e} in pF		g_{12e} in µS	
$-U_{CE}$ in V	6	6	6	6	6	6	6	6	6
$-I_C$ in mA	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1
f in MHz	0,001			2	10	2	10	2	10
GF 120	50	30; ≧10		≦1		100; ≦175		≦5	
GF 121	50		50; ≧25		2; ≦4		100; ≦175		40; ≦100
GF 122	50		50; ≧30		1,8; ≦2,5		105; ≦175		33; ≦67

	C_{12e} in pF		$\|y_{21e}\|$ in mS		g_{22e} in µS		C_{22e} in pF	
$-U_{CE}$ in V	6	6	6	6	6	6	6	6
$-I_C$ in mA	0,5	1	0,5	1	0,5	1	0,5	1
f in MHz	2	10	2	10	2	10	2	10
GF 120	5; ≦9		17; ≧10		≦20		5; ≦15	
GF 121		4,5; ≦6		32; ≧22		30; ≦100		6; ≦12
GF 122		4; ≦5		33; ≧28		25; ≦50		6; ≦10

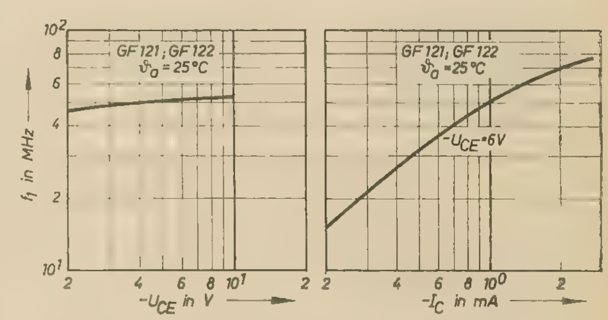


Bild 7: Arbeitspunktabhängigkeit der f_1-Frequenz der Typen GF 121 und GF 122

Literatur

[1] Halbleiterinformationen (39), Germanium-pnp-Legierungs-Diffusionstransistoren OC 880 bis OC 883, radio und fernsehen 12 (1963) H. 9 S. 290

Die B 13 S 7 – eine Oszillografenröhre mit hoher Schreibgeschwindigkeit und großer Ablenkempfindlichkeit für die Meßtechnik

S. BREMEIER

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

An eine moderne Oszillografenröhre werden hohe Anforderungen gestellt, die, entsprechend dem jeweiligen Anwendungszweck, entgegengesetzte Tendenzen aufweisen können. Bei unseren modernen Oszillografenröhren sollen möglichst viele hervorragende und breiten Anwendungsgebieten entgegenkommende physikalische Eigenschaften in einer Röhre vereinigt werden. Je nach der Hauptanwendungsrichtung werden dabei bestimmte gewünschte Eigenschaften besonders günstig gestaltet. Durch die Konstruktion von Oszilloskopen möglichst großer Anwendungsbreite bei höchster Meßgenauigkeit und sehr hoher Empfindlichkeit über ein sehr breites Frequenzspektrum hinweg hat sich die Oszillografenröhrenentwicklung, insbesondere durch die in die Meßtechnik eingedrungenen Probleme der Impulstechnik, auf folgende Eigenschaften orientiert [1]:

1. große Ablenkempfindlichkeit
2. hohe Schreibgeschwindigkeit
3. hohes Auflösungsvermögen
4. geringe Abbildungsfehler
5. große Helligkeit bei gutem Kontrast
6. geringe Leuchtfleckabmessungen
7. kleiner Steuerspannungsbedarf für die Helligkeitssteuerung
8. hohe Grenzfrequenz sowohl für die Ablenkelektroden als auch für die Helligkeitssteuerungselektrode

Für bestimmte Anwendungsfälle benötigt man auch Varianten in den Schirmeigenschaften, insbesondere der Nachleuchtzeiten der Schirme.

Um eine große Helligkeit zu erhalten, muß man mit hohen Anodenspannungen arbeiten. Hohe Anodenspannungen verringern aber die Ablenkempfindlichkeit. Die Längenabmessung der Röhre beeinflußt die Größe der Ablenkempfindlichkeit ebenfalls wesentlich: Lange Wege vom Ablenkmittelpunkt der Ablenkeinheit zum Schirm verbessern die Ablenkempfindlichkeit und umgekehrt. Mit enger werdenden Ablenkplattenabständen wiederum wird eine Verbesserung der Ablenkempfindlichkeit erreicht, jedoch sind die Ablenkplattenabstände an der Seite des Katodenstrahleintritts in die Plattenpaare bei den modernen Röhren nur wenig größer als die Querschnittsabmessung des Katodenstrahls, so daß, um die Ablenkplattenströme klein zu halten, eine weitere Verkleinerung der Abstände nicht mehr möglich ist und eine sehr hohe mechanische Präzision in der Systemherstellung erforderlich wird. Die Forderung an die Präzision bezüglich der Einhaltung von sehr geringen Toleranzen bei der Herstellung des Strahlsystems und der dazugehörigen Ablenkeinheiten ergibt sich ebenfalls durch die Forderung nach geringen Abbildungsfehlern und hoher Fleckschärfe, wobei unter geringen Abbildungsfehlern ein gutes lineares Verhalten der Auslenkung des Elektronenstrahls zur Ablenkspannung verstanden wird. Um den Toleranzanforderungen bei der Systemherstellung gerecht zu werden, reichte höchste Genauigkeit der Vorrichtungen und Werkzeuge und auch der Einzelteile nicht mehr aus. Es mußten darüber hinaus in der

Fortsetzung auf Seite 210

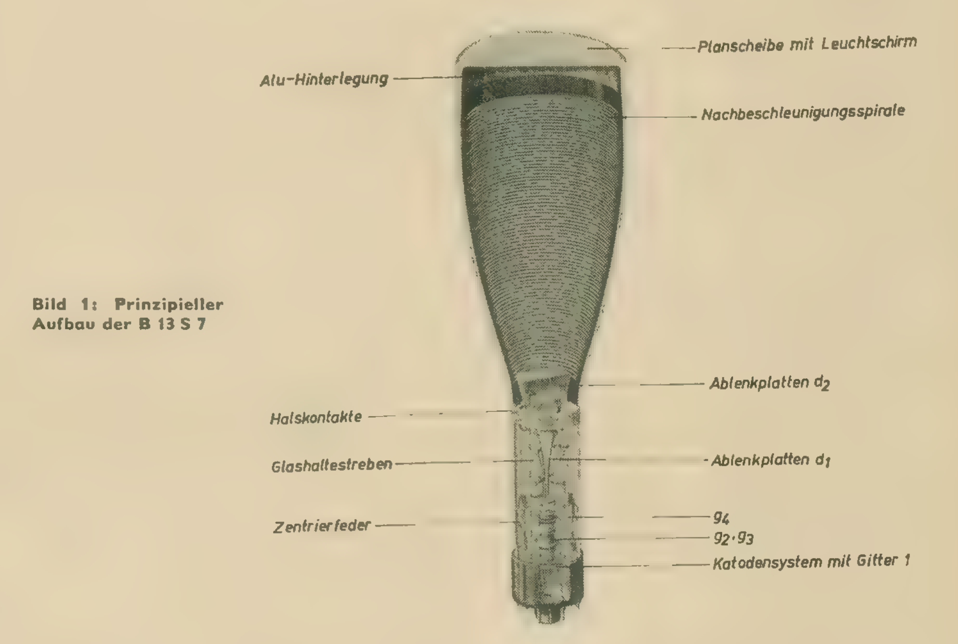


Bild 1: Prinzipieller Aufbau der B 13 S 7

Mit der B 13 S 7 wurde eine Röhre auf den Markt gebracht, die weiten Anforderungen der modernen Oszilloskopie entgegenkommt und die der oszillografenbauenden Geräteindustrie sowie der Meßtechnik weitere Möglichkeiten eröffnet. Die wichtigsten Daten der Röhre sind nebenstehend aufgeführt (s. a. [2] und [3]).

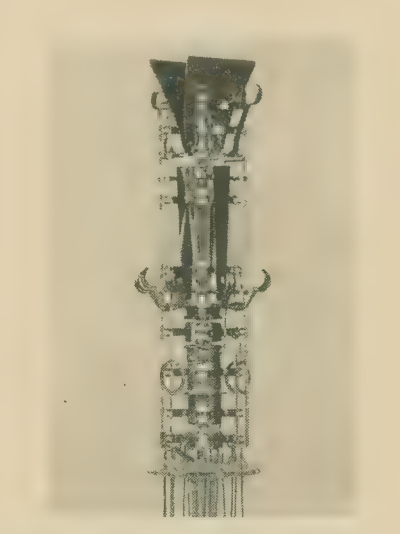


Bild 2: Aufgefußtes System (Strahlsystem, Ablenkeinheiten und Korrekturelektroden)

Betriebsdaten

Heizspannung U_f	6,3 V
Heizstrom I_f	0,35 A
Gesamtbeschleunigungsspannung U_a	10 kV
Fußpunktspannung des Nachbeschleunigungswiderstandes U_{g6}	1,67 kV
Geometriekorrekturspannung ΔU_{g6}	+85 V … —100 V
Spannung der Ablenkplattenabschirmung U_{g5}	1,67 kV
Linearitätskorrekturspannung ΔU_{g5}	+85 V … —100 V
Beschleunigungsspannung U_{g4}	1,67 kV
Astigmatismuskorrekturspannung ΔU_{g4}	+85 V … —100 V
Fokussierungsspannung U_{g3}	200 … 450 V
Sperrspannung U_{g1}	—50 … —80 V
Ablenkfaktor Meßplatten A_{F1}	6,6 V/cm
Ablenkfaktor Zeitplatten A_{F2}	30,5 V/cm

Grenzwerte

Schirmlast max. 3 mW/cm²

R_{d1}	max. 100 kΩ	
R_{d2}	max. 0,8 MΩ	
f_{d1}	max. 300 MHz	3-dB-Frequenz ohne zusätzliche Zuleitungen
f_{d2}	max. 200 MHz	
U_a	max. 12 kV	
U_a	6 U_{g4}	

Abbildungsdaten

Ausschreibbarkeit der Achsen (U_a = 10 kV; U_{g4} = 1,67 kV)

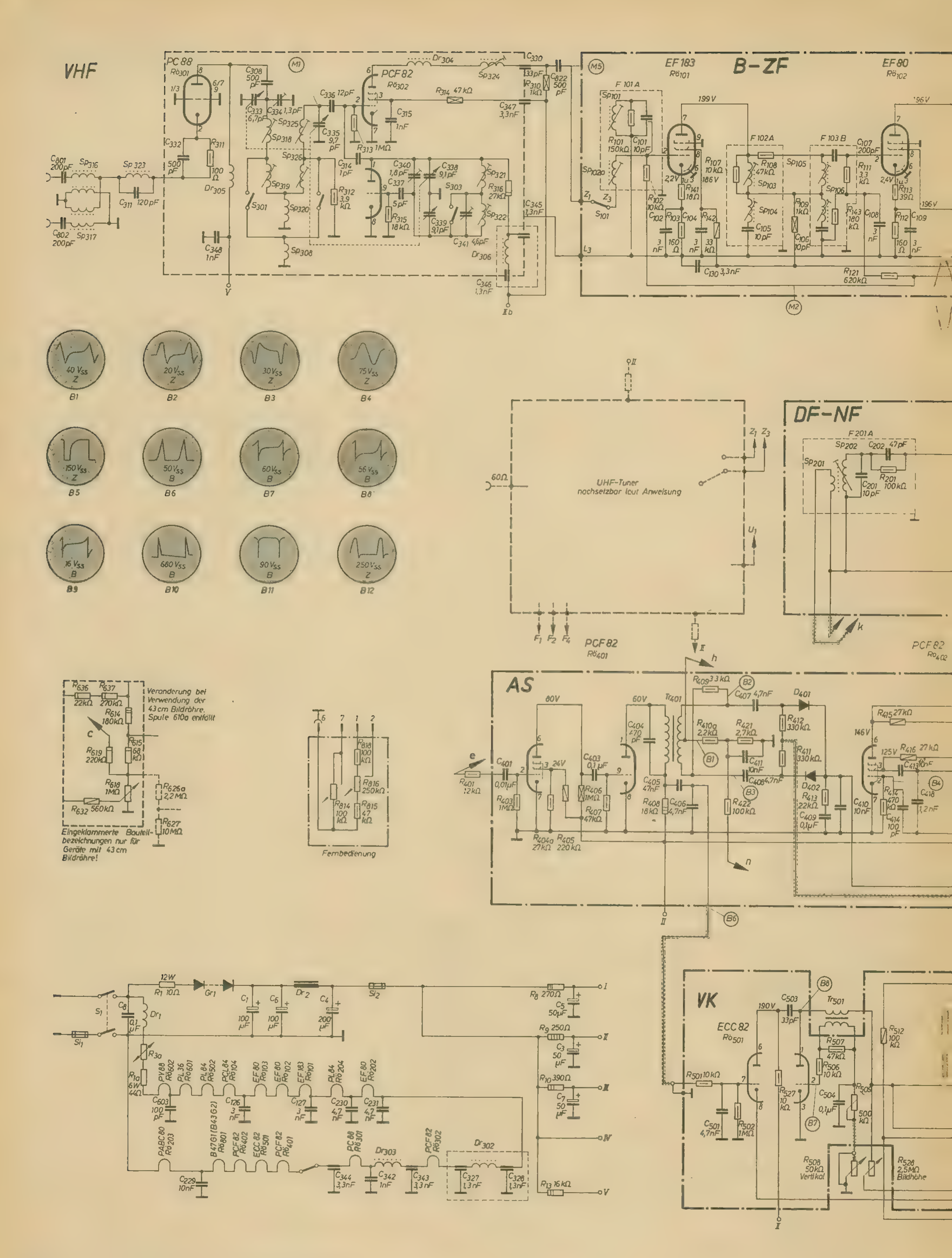
d_1-Richtung 40 mm

d_2-Richtung 100 mm

Bildverzeichnung (U_a = 10 kV, U_{g4} = 1,67 kV)

d_1-Richtung max. 1,5 mm, d_2-Richtung max. 2,0 mm } bei einem Raster von 40 × 100 mm Seitenlänge

Winkel zwischen d_1- und d_2-Achse 90° ± 1,5°


VHF
B-ZF
DF-NF
AS
VK
PC 88
PCF 82
EF 183
EF 80
ECC 82
UHF-Tuner nachsetzbar laut Anweisung
40 Vss Z
B1
20 Vss Z
B2
30 Vss Z
B3
75 Vss Z
B4
150 Vss Z
B5
50 Vss B
B6
60 Vss B
B7
56 Vss B
B8
16 Vss B
B9
680 Vss B
B10
90 Vss B
B11
250 Vss Z
B12
Veränderung bei Verwendung der 43 cm Bildröhre. Spule 610a entfällt
Eingeklammerte Bauteilbezeichnungen nur für Geräte mit 43 cm Bildröhre!
Fernbedienung
R508 50 kΩ Vertikal
R528 2,5 MΩ Bildhöhe

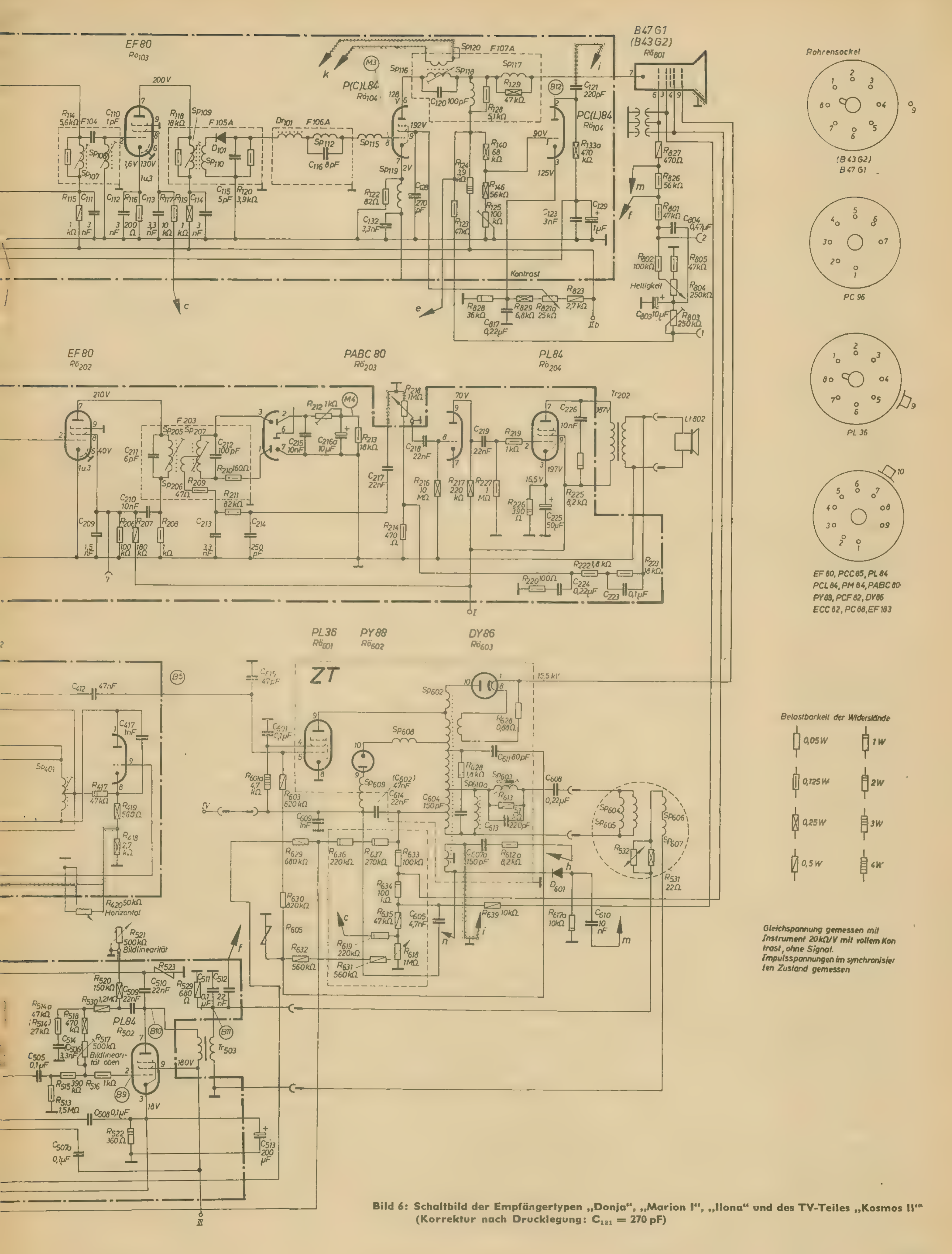


Bild 6: Schaltbild der Empfängertypen „Donja", „Marion I", „Ilona" und des TV-Teiles „Kosmos II"
(Korrektur nach Drucklegung: C_{121} = 270 pF)

Fortsetzung von Seite 207

Systemherstellung neue Wege beschritten werden, bei denen alle Zentrierungselemente von einer mechanischen Nachbildung des Katodenstrahls ausgehen, so daß Linsen, Blenden und Ablenkeinheiten exakt konzentrisch zur Systemachse sitzen und mit möglichst geringen elektronen-optischen Fehlern arbeiten.

Die für die Impulstechnik notwendige hohe obere Grenzfrequenz der Röhre, die es in Verbindung mit der hohen Ablenkempfindlichkeit und geeigneten Verstärkern gestattet, auch Impulse mit sehr steilen Flanken abzubilden und genau messen zu können, wird auf die schon bekannte Art der kurzen Zuleitungswege zu den Ablenkplatten über Halskontakte erzielt.

Die große Helligkeit des Leuchtfleckes, eine wesentliche Voraussetzung für eine hohe Schreibgeschwindigkeit der Röhre, wird durch die hohe Anodenspannung — maximal 12 kV — erreicht. Diese erfordert wiederum, um eine hohe Ablenkempfindlichkeit zu erhalten, Gegenmaßnahmen, die durch ein besonders großes Verhältnis der Beschleunigungsspannung U_{g4} zur Gesamtbeschleunigungsspannung U_a erreicht werden. Die Feldverteilung im Nachbeschleunigungsraum wird dabei mit Hilfe einer auf die Innenseite des Glaskolbens aufgebrachten Widerstandsspirale so gewählt, daß eine möglichst geringe Verkleinerung der Ablenkempfindlichkeit, bezogen auf das große Verhältnis der Beschleunigungsspannung U_{g4} zur Gesamtbeschleunigungsspannung U_a, eintritt. Dabei muß gewährleistet sein, daß das Nachbeschleunigungsfeld keine zusätzlichen Abbildungsfehler bringt.

Der größte Teil der durch den Elektronenstrahl auf der dem Betrachter abgewandten Seite des Leuchtschirmes angeregten Lichtenergie wird für den Betrachter auf Grund von Absorption und diffuser Reflexion, und weil viel Licht von den Leuchtstoffkristallen vom Betrachter weg in den Kolben der Röhre hinein abgestrahlt wird, nicht sichtbar. Eine hinter dem Leuchtschirm aufgebrachte, die Elektronen des Elelektronenstrahls nur wenig bremsende, dünne Aluminiumschicht verbessert die Lichtausbeute, da durch eine glatte Aluminiumfolie das von den Leuchtkristallen des Schirmes nach hinten abgestrahlte Licht nach vorn, also für den Betrachter sichtbar, reflektiert wird. Da kein Licht in das Röhreninnere abgestrahlt wird, kann auch keine Aufhellung der nicht durch den Elektronenstrahl angeregten Schirmpartien eintreten, so daß der Kontrast des wiedergegebenen Bildes bzw. Kurvenzuges wesentlich verbessert wird. Dieses an sich durch die Bildröhren- und Radarröhrentechnik bekannte Verfahren der Schirmherstellung mit Aluminiumhinterlegung bringt jedoch bei den ganz anders geformten Schirmflächen und der Differenz in den Größenverhältnissen der Kolben, insbesondere aber durch den Planschirm der Oszillografenröhren, neue Probleme für die Leuchtschirmherstellungstechnologie mit sich.

Durch die hohen Beschleunigungsspannungen und die Art der Leuchtschirmausführung ergeben sich bei der B 13 S 7, gegenüber den normalen Oszillografenröhren, außerordentlich große Helligkeitswerte für den Leuchtpunkt des Katodenstrahls. Sie ermöglichen, daß sich mit in dieser Technik hergestellten Röhren bei geeignetem Filmmaterial Schreibgeschwindigkeiten bis 3000 km/s erreichen lassen.

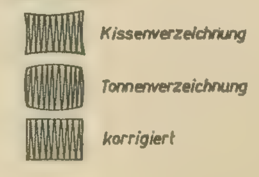
Die Aluminiumhinterlegung bringt aber für den Anwendungsfall noch eine ganz wesentliche Verbesserung der Eigenschaften der Röhre mit sich: Der nichtleitende Leuchtstoff des Leuchtschirmes muß die auf ihn auftreffenden Elektronen des Elektronenstrahles, um unzulässige Aufladungen zu vermeiden, durch Sekundäremission abgeben. Dabei tritt durch die notwendigen SE-Faktorwerte > 1 eine Potentialverschiebung gegenüber U_a auf, die ihrerseits durch Abhängigkeit vom Elektronenstrahlstrom bewirken kann, daß sich mit I_K bei konstanten angelegten Spannungen die Ablenkempfindlichkeit ändert. Tritt diese Potentialverschiebung auf Teilen des Schirmes ungleichmäßig in Erscheinung, so kann es zu Bildfehlern kommen.

Wird nun der Leuchtschirm einer Oszillografenröhre mit einer Aluminiumfolie hinterlegt, so verhindert diese durch ihre gute Leitfähigkeit Potentialverschiebungen des Leuchtschirmes gegenüber U_a; ein Effekt, der besonders bei Röhren, die mit hohen Nachbeschleunigungsspannungen betrieben werden, auftreten kann. Die durch die Aluminiumfolie erreichte Konstanz ermöglicht durch die sichere Eichbarkeit — von der Oszillografenröhre her gesehen — eine Verbesserung der absoluten Meßgenauigkeit der Oszilloskope.

Die für hochwertige Meßoszilloskope geforderte Eichbarkeit und die Anforderungen an die Meßgenauigkeit brachten auch im Hinblick auf Umgebungseinflüsse, wie sie durch die Atmosphäre hervorgerufen werden, speziell also durch die Bedingungen der Klimafestigkeit der Bauelemente und Meßgeräte, einige neue Probleme bei der Entwicklung der B 13 S 7 mit sich. Die im Nachbeschleunigungsraum erzielte optimale Feldverteilung kann durch äußere Einflüsse gestört werden. Auf dem Glas ergibt sich auf Grund der an den Röhrenelektroden anliegenden Spannungen über geringe Restströme wegen der Oberflächenleitfähigkeit des Glaskolbens ein Potentialgefälle. Die so entstehenden äußeren Feldkomponenten können das Feld im Nachbeschleunigungsraum beeinflussen. Das wirkt sich besonders dann unangenehm durch Bildfehler und sogar Winkelabweichungen zwischen den Meßachsen aus, wenn die Oberfläche des Glases sehr unterschiedliche Leitwerte besitzt. Solche Unterschiede treten durch partielle Verschmutzung der Röhre, z. B. durch das Anfassen des Glaskolbens, auf. Die Bildfehler können aber auch durch unterschiedliche Luftfeuchte und Temperaturschwankungen hervorgerufen werden, die den Oberflächenleitwert des Glases, der an Luft unterhalb des Siedepunktes des Wassers weitestgehend von der an der Oberfläche adsorbierten Glashaut bestimmt wird, verändern. Das Einwirken äußerer Felder in den Nachbeschleunigungsraum, aber auch der durch die Querleitfähigkeit des Glaskolbens herrührende Einfluß ist nun bei Oszillografenröhren mit einer Nachbeschleunigungsspirale und mit großem U_a/U_{g4}-Verhältnis besonders wirksam und störend. Für die B 13 S 7 mußte daher ein Weg gefunden werden, die geschilderten Einflüsse auszuschalten. Das wurde erreicht, indem die Glasoberfläche gegen die vorstehend geschilderten Einflüsse unempfindlich gemacht wurde, und zwar durch eine besondere Behandlung des Kolbens der Röhre. Diese Behandlung gewährleistet eine völlige Unabhängigkeit der Eigenschaften der B 13 S 7 gegenüber den geschilderten äußeren Einflüssen und sichert den Betrieb der Röhre in dieser Hinsicht für alle klimatischen Bedingungen.

Die hohen Anforderungen der Meßtechnik an die Abbildungseigenschaften der Meßoszillografenröhren führten dazu, daß für die B 13 S 7 erweiterte Fehlerkorrekturmöglichkeiten vorgesehen wurden. Es ist, wie es bisher schon üblich war, möglich, mit Hilfe der Variation von U_{g4} eine Astigmatismuskorrektur vorzunehmen. Der getrennt herausgeführte Fußpunkt der Nachbeschleunigungswiderstandsspirale gestattet durch die Variation von U_{g6} eine Korrektur evtl. auftretender Geometriefehler (Kissen- und Tonnenverzeichnungen — s. a. Bild 3). Durch zusätzliche im Ablenkraum angebrachte Hilfselektroden ist schließlich eine Linearitätskorrektur möglich. Diese vorgesehenen Korrekturen ermöglichen, im Gegensatz zu Oszillografenröhren, bei denen keine zusätzlichen Korrekturmöglichkeiten vorgesehen wurden, das Ausgleichen von Bildfehlern, wie sie durch Exemplarstreuungen auftreten können, so daß die B 13 S 7 in der Schaltung optimale Abbildungseigenschaften besitzt.

Bildfehlerkorrektur



Strichschärfenkorrektur



Bild 3: Wirkungsweise der Korrektureinrichtungen (außer der Linearitätskorrektur)

Auch für die Ausführung des Katodensystems, das im wesentlichen die Abhängigkeit des Katodenstrahlstromes (I_K) von der Steuerspannung (U_{g1}) bestimmt, wurden bei der B 13 S 7 neue Wege beschritten. Im Hinblick auf die Hellsteuerung zur Zeitmarkenschreibung bei Meßoszillografen wird, besonders für die hohen Impulsfrequenzen der Zeitmarkenimpulse, die Steuerimpulse für G_1 sind, eine große Steuersteilheit, d. h. ein möglichst geringer U_{g1}-Bedarf gefordert. Dazu ist es notwendig, die G_1/K-Abstände weiter zu verkleinern, wobei das Problem in der geforderten Stabilität des G_1 liegt. Die Werte der B 13 S 7 konnten erreicht werden, indem die Blendendicke an der entscheidenden Stelle — im unmittelbaren Bereich der Blendenöffnung — bei einem sehr kleinen G_1/K-Abstand wesentlich reduziert wurde, ohne dadurch die Stabilität dieser Blende, die wegen der unmittelbaren Kato-

dennähe durch die thermische Belastung gefährdet ist, zu beeinträchtigen.
Die Anwendung der B 13 S 7 in Meßoszilloskopen des MEB, Typ Dualoszilloskop OG 2-10 (Gerät mit elektronischem Schalter zur gleichzeitigen Messung von zwei Vorgängen), Impuls-Oszilloskop OG 1-12 und OG 1-13, läßt folgende, für das Oszilloskop wichtige Daten erreichen:

OG 2-10 und OG 1-12

y-Auslenkung

Frequenzbereich	0 ··· 30 MHz
Anstiegszeit	etwa 15 ns
Überschwingen	< 2%
Ablenkfaktor	50 mV_{ss}/cm

x-Auslenkung intern

Zeitmaßstab	0,1 μs ··· 10 s/cm

OG 1-13

y-Auslenkung

Frequenzbereich	0 ··· 60 MHz
Anstiegszeit	6 ns
Ablenkfaktor	200 mV_{ss}/cm

x-Auslenkung

Zeitmaßstab	0,1 μs ··· 10 s/cm

Beim OG 1-12 und OG 1-13 ist der Zeitmaßstab beispielsweise geeicht. Mit Hilfe des Zeitmarkengenerators MS 90 können bei allen drei Geräten Marken mit einem Abstand von 10 ns bis 100 μs geschrieben werden (in Stufen einstellbar).

Auf spezielle Anwendungsfälle soll im Rahmen der Röhrenbeschreibung nicht eingegangen werden. Mit dem Einsatz der Röhre in den drei angeführten Oszilloskopen ist die Anwendungsbreite der B 13 S 7 noch keineswegs erschöpft.

Literatur

[1] Nachrichtentechnik 13 (1963) H. 11 S. 429—440
1. Schlisio: Stand und Perspektive der Oszillografenröhrentechnik
2. Niksch: Definition und Messung der maximalen Schreibgeschwindigkeit von Oszillografenröhren
3. Jansen: Die Messung der Fleckschärfe von Oszillografenröhren
4. Rost: Messung der Schirmhelligkeit an Oszillografenröhren

[2] Leipziger Frühjahrsmesse 1963. radio und fernsehen 12 (1963) H. 9 S. 282

[3] RFT-„Informationen" der Röhrenwerke der Deutschen Demokratischen Republik. Juni 1963

Der Frequenzgang des RC-Verstärkers mit Transistoren bei tiefen Frequenzen Teil 1

Dipl.-Ing. DIETER UHLIG

Im nachfolgenden Beitrag wird der Frequenzgang des RC-Verstärkers mit Transistoren bei tiefen Frequenzen berechnet und in Diagrammen dargestellt. Die Anwendung der Diagramme wird an einem Beispiel erläutert und die Richtigkeit der Ergebnisse anhand von Meßkurven bestätigt.

Allgemeines

Der Transistor ist nach der Elektronenröhre das zweite aktive Schaltelement, das in der Verstärkertechnik eine sehr große Verbreitung gefunden hat. Es ist zweckmäßig, daß dort, wo dies möglich ist, die Eigenschaften des Transistorverstärkers in der gleichen Weise beschrieben werden, wie beim Röhrenverstärker. Dadurch kann auf von letzterem her bekannte Formeln, Diagramme usw. zurückgegriffen werden.
Genügt es in den meisten Fällen, die Röhren als gesteuerten Zweipol aufzufassen, so muß der Transistor als Vierpol betrachtet werden. Sein Verhalten wird durch die Vierpolparameter gekennzeichnet. Für HF-Transistoren kommen nur die im Kurzschluß gemessenen y-Parameter in Frage, die auch

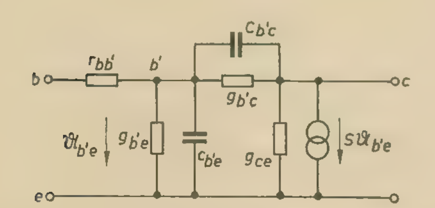


Bild 1: Transistorersatzschaltbild nach Giacoletto

bei der folgenden Rechnung verwendet werden. Da jedoch bei NF-Transistoren der Hersteller noch die h-Parameter angibt, werden bei den Ergebnissen auch diese berücksichtigt.
Für den Schaltungsfachmann ist es am zweckmäßigsten, mit Ersatzschaltbildern zu arbeiten. Das am häufigsten für Legierungstransistoren verwendete ist das Ersatzschaltbild nach Giacoletto (Bild 1).
Die Ergebnisse werden ergänzend auch in Abhängigkeit der Elemente dieses Ersatzschaltbildes angegeben.

Einflußgrößen auf den Frequenzgang bei tiefen Frequenzen

Während der Frequenzgang der Verstärkung bei hohen Frequenzen vom Leitungsmechanismus der Ladungsträger im Transistor und den äußeren Schaltkapazitäten bestimmt wird, können diese bei der Betrachtung der Verstärkung bei tiefen Frequenzen meist vernachlässigt werden. Hier beruht die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung einer Stufe im wesentlichen auf dem endlichen Widerstand dreier Schaltelemente:

des Emitterkondensators,
des Koppelkondensators und
des Emitterkondensators
der folgenden Stufe.

Im Gegensatz zum Verhalten bei hohen Frequenzen kann die Verstärkung bei tiefen Frequenzen beliebig frequenzunabhängig gemacht werden, wobei nur wirtschaftliche Überlegungen eine Grenze setzen.
Zunächst werden die frequenzabhängigen Wirkungen einmal des Emitterkondensators und zum anderen des Koppelkondensators und des Emitterkondensators der folgenden Stufe getrennt untersucht. Anschließend wird dann der Gesamteinfluß näherungsweise angegeben.

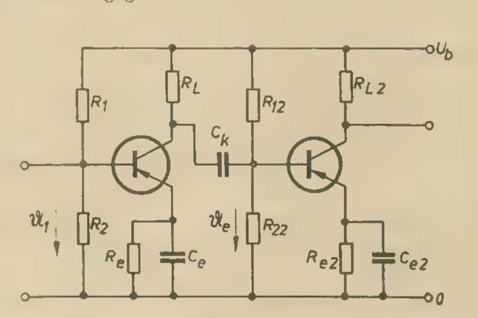


Bild 2: Transistorverstärkerstufe, die mit einer weiteren Stufe RC-gekoppelt ist (statt $\mathfrak{U}_e$ lies $\mathfrak{U}_s$)

Einfluß der Emitterkombination

Das Schaltbild einer Transistorverstärkerstufe, die mit einer weiteren Stufe RC-gekoppelt ist, zeigt Bild 2.
Die frequenzabhängigen Schaltelemente sind der Emitterkondensator C_e, der Koppelkondensator C_k und der Emitterkondensator der folgenden Stufe C_{e2}.
Es soll zunächst der frequenzabhängige Einfluß des Emitterkondensators C_e untersucht werden. Sein kapazitiver Widerstand wächst mit abnehmender Frequenz, und der Emitterwiderstand R_e wird wechselstrom-

mäßig nicht mehr kurzgeschlossen. Es tritt eine Reihenstromgegenkopplung über den nunmehr komplexen Emitterwiderstand auf. Dadurch fällt die Spannungsverstärkung nach tiefen Frequenzen hin ab.

Es wird zunächst vorausgesetzt, daß Koppelkapazität und Emitterkapazität der folgenden Stufe so groß sind, daß sie die Verstärkung im betrachteten Frequenzbereich nicht beeinflussen. Die Verstärkerstufe wird also mit dem frequenzunabhängigen Gesamt-Lastleitwert

$$G_{L\,ges} = G_L + G_T + G_{E2}$$

belastet.

Darin bedeutet:

G_L — Lastleitwert der Stufe $= 1/R_L$

G_T — Gesamtleitwert der beiden wechselstrommäßig parallel liegenden Widerstände des Basisspannungsteilers der folgenden Stufe

$$= \frac{1}{\dfrac{R_{12}\,R_{22}}{R_{12}+R_{22}}}$$

G_{E2} — Eingangsleitwert der folgenden Stufe (seine Größe wird im nächsten Abschnitt angegeben).

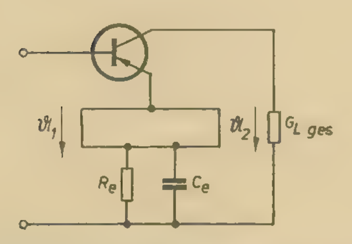


Bild 3: Transistorverstärkerstufe bei Vernachlässigung des Koppelkondensators und der Emitterkombination der folgenden Stufe

Damit ergibt sich das im Bild 3 dargestellte Schaltbild. Die Berechnung der Spannungsverstärkung $\mathfrak{V}_u = \mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ geschieht am zweckmäßigsten dadurch, daß die Ersatz-y-Parameter der reihenstromgegengekoppelten Transistorstufe ermittelt werden, mit denen $\mathfrak{V}_u$ dann in der üblichen Weise bestimmt werden kann. Im folgenden sollen deshalb zunächst diese y-Parameter berechnet werden.

Der Gesamtvierpol ist die Reihenschaltung des Transistorvierpols und des komplexen Emitterwiderstandes. Bei der Reihenschaltung von Vierpolen addieren sich bekanntlich ihre Widerstandsmatrizen. Die Widerstandsmatrix des Transistors, ausgedrückt durch die y-Parameter, ist

$$|z| = \begin{pmatrix} \dfrac{y_{22}}{\Delta y} & \dfrac{-y_{12}}{\Delta y} \\ \dfrac{-y_{21}}{\Delta y} & \dfrac{y_{11}}{\Delta y} \end{pmatrix} \qquad (1)$$

Hierbei werden so tiefe Frequenzen vorausgesetzt, daß die an sich komplexen Parameter als reell angenommen werden können.

Die Widerstandsmatrix des komplexen Emitterwiderstandes

$$\mathfrak{Z}_e = \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e}$$

ist

$$|\mathfrak{Z}_e| = \begin{pmatrix} \mathfrak{Z}_e & \mathfrak{Z}_e \\ \mathfrak{Z}_e & \mathfrak{Z}_e \end{pmatrix} \qquad (2)$$

Daraus folgt die Widerstandsmatrix des Gesamtvierpols

$$|\mathfrak{z}'| = |z| + |\mathfrak{Z}_e| \qquad (3)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (1) und (2) in Gleichung (3) erhält man die Widerstandsmatrix des Gesamtvierpols, ausgedrückt durch die y-Parameter und $\mathfrak{Z}_e$. Rechnet man anschließend diese Widerstandsmatrix wieder in eine Leitwertmatrix um, so ergibt sich

$$|\mathfrak{y}'| = \begin{pmatrix} \mathfrak{y}_{11}' & \mathfrak{y}_{12}' \\ \mathfrak{y}_{21}' & \mathfrak{y}_{22}' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{y_{11} + \Delta y\,\mathfrak{Z}_e}{1 + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,\mathfrak{Z}_e} & \dfrac{y_{12} - \Delta y\,\mathfrak{Z}_e}{1 + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,\mathfrak{Z}_e} \\ \dfrac{y_{21} - \Delta y\,\mathfrak{Z}_e}{1 + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,\mathfrak{Z}_e} & \dfrac{y_{22} + \Delta y\,\mathfrak{Z}_e}{1 + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,\mathfrak{Z}_e} \end{pmatrix} \qquad (4)$$

Die Spannungsverstärkung erhält man nun, indem man in die Beziehung

$$\mathfrak{V}_u = -\frac{\mathfrak{y}_{21}}{\mathfrak{y}_{22} + \mathfrak{Y}_L} \qquad (5)$$

die $\mathfrak{y}'$-Parameter einsetzt.

Mit $\mathfrak{Y}_L = G_{L\,ges}$ ergibt sich

$$\mathfrak{V}_u = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = -\frac{\mathfrak{y}_{21}'}{\mathfrak{y}_{22}' + G_{L\,ges}} \qquad (6)$$

Setzt man für die $\mathfrak{y}'$-Parameter die Ausdrücke aus Gleichung (4) ein, so wird

$$\mathfrak{V}_u = -\frac{\dfrac{y_{21} - \Delta y\,\mathfrak{Z}_e}{1 + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,\mathfrak{Z}_e}}{\dfrac{y_{22} + \Delta y\,\mathfrak{Z}_e}{1 + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,\mathfrak{Z}_e} + G_{L\,ges}} \qquad (7)$$

Durch Umrechnung ergibt sich

$$\mathfrak{V}_u = -\frac{y_{21}}{y_{22} + G_{L\,ges}} \cdot \frac{\dfrac{1}{\mathfrak{Z}_e} - \dfrac{\Delta y}{y_{21}}}{\dfrac{1}{\mathfrak{Z}_e} + \dfrac{\Delta y + (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})\,G_{L\,ges}}{y_{22} + G_{L\,ges}}}$$

Mit

$$\mathfrak{Z}_e = \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e} \quad \text{wird}$$

$$\mathfrak{V}_u = -\frac{y_{21}}{y_{22} + G_{L\,ges}} \cdot \frac{\dfrac{y_{21} - \Delta y\,R_e}{y_{21}} + j\omega R_e C_e}{1 + \dfrac{\Delta y + (y_{11}+y_{12}+y_{21}+y_{22})\,G_{L\,ges}}{y_{22} + G_{L\,ges}}\,R_e + j\omega R_e C_e}$$

Führt man

$$a = \frac{y_{21}}{y_{21} - \Delta y\,R_e} \qquad (8)$$

ein, so wird

$$\mathfrak{V}_u = -\frac{y_{21}}{y_{22} + G_{L\,ges}} \cdot \frac{1 + j\omega a R_e C_e}{1 + \dfrac{y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} + \left(1 + \dfrac{y_{22} + G_{L\,ges}}{y_{21}}\right)\dfrac{\Delta y}{G_{L\,ges}}}{y_{21} - \Delta y\,R_e} \cdot \dfrac{y_{21}}{y_{22} + G_{L\,ges}}\,G_{L\,ges} R_e + j\omega a R_e C_e} \qquad (9)$$

Es ist

$$V_{um} = \frac{y_{21}}{y_{22} + G_{L\,ges}} \qquad (10)$$

der Betrag der Verstärkung bei mittleren Frequenzen. Zur Vereinfachung wird weiter unter Verwendung von Gleichung (10)

$$b = \frac{y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} + \left(1 + \dfrac{1}{V_{um}}\right)\dfrac{\Delta y}{G_{L\,ges}}}{y_{21} - \Delta y\,R_e} \qquad (11)$$

eingeführt.

Setzt man die Gleichungen (10) und (11) in Gleichung (9) ein, so ergibt sich

$$\mathfrak{V}_u = -V_{um}\,\frac{1 + j\omega a R_e C_e}{1 + b\,V_{um}\,G_{L\,ges} R_e + j\omega a R_e C_e}$$

und mit

$$k = b\,V_{um}\,G_{L\,ges} R_e \quad \text{und} \quad f_e = \frac{1}{2\pi a R_e C_e}$$

schließlich:

$$\mathfrak{V}_u = -V_{um}\,\frac{1 + j\dfrac{f}{f_e}}{1 + k + j\dfrac{f}{f_e}} \qquad (12)$$

$$k = b V_{um}\,G_{L\,ges} R_e$$

$$(\approx b y_{21} R_e \text{ für } y_{22} \ll G_{L\,ges}) \qquad (13)$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi a R_e C_e} \qquad (14)$$

Gleichung (12) ist der Gleichung für den Einfluß des Katodenkondensators einer Röhrenverstärkerstufe auf die Verstärkung bei tiefen Frequenzen analog [3].

Auch die Konstante k und die Frequenz f_e sind analog definiert, wobei lediglich $a = 1$ und $b = 1$ gilt.

Die Größe der Konstanten a und b soll nun abgeschätzt werden. In allen praktisch vorkommenden Fällen ist $\Delta y\,R_e \ll y_{21}$, so daß mit guter Näherung

$$a \approx 1 \qquad (15)$$

gesetzt werden kann. Unter den immer erfüllten Bedingungen — y_{12}, $y_{22} \ll y_{21}$ und mit $y_{11} = y_{21}/\beta_0$, wobei $\beta_0 = h_{21}$ die Kurzschlußstromverstärkung ist, ergibt sich aus Gleichung (11)

$$b \approx 1 + \frac{1}{\beta_0} + \left(1 + \frac{1}{V_{um}}\right)\frac{\dfrac{y_{22}}{\beta_0} - y_{12}}{G_{L\,ges}}$$

Bei den in fast allen praktischen Fällen vorkommenden Lastleitwerten ist

$$\frac{\dfrac{y_{22}}{\beta_0} - y_{12}}{G_{L\,ges}} \ll 1$$

so daß mit sehr guter Näherung

$$b \approx 1 + \frac{1}{\beta_0} \qquad (16)$$

gesetzt werden kann.

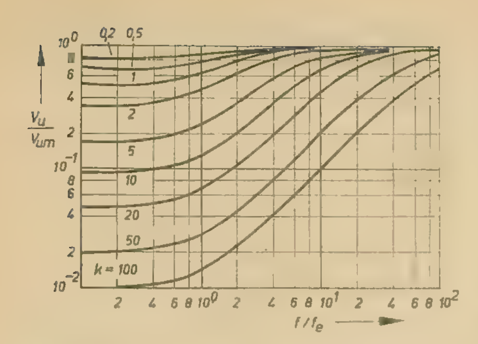


Bild 4: Auf die Verstärkung bei mittleren Frequenzen bezogener Betrag der Verstärkung bei Einfluß der Emitterkombination

Bei der Dimensionierung einer Verstärkerstufe ist es vorteilhaft, mit Diagrammen zu arbeiten. Es wird deshalb einmal der auf die Verstärkung bei mittleren Frequenzen bezogene Betrag der Verstärkung

$$\frac{|\mathfrak{V}_u|}{V_{um}} = \frac{V_u}{V_{um}} = \frac{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_e}\right)^2}}{\sqrt{(1+k)^2+\left(\frac{f}{f_e}\right)^2}} \qquad (17)$$

und zum anderen der Phasenwinkel der Verstärkung abzüglich π

$$\text{arc}\,\mathfrak{V}_u - \pi = \varphi_u$$
$$= \arctan\frac{f}{f_e} - \arctan\frac{f}{(1+k)\,f_e} \qquad (18)$$

für verschiedene Parameter k in Abhängigkeit von der normierten Frequenz f/f_e dargestellt. Die Kurvenscharen sind in den Bildern 4 und 5 wiedergegeben. Es sind dies die gleichen, die auch für den Einfluß der Katodenkombination bei der Röhrenverstärkerstufe gelten.

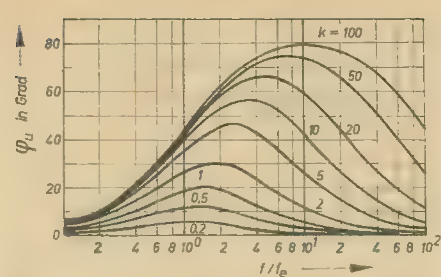


Bild 5: Phasenwinkel der Verstärkung abzüglich π bei Einfluß der Emitterkombination

Nähert man den Frequenzgang des Betrages der Verstärkung entsprechend Bild 4 durch Geraden an, so erhält man drei Abschnitte: Bis zur Eckfrequenz $(1 + k)\,f_e$ ist der Betrag der Verstärkung konstant und gleich demjenigen bei mittleren Frequenzen. Zwischen

Tabelle 1

Verwendete Größen	V_{um}	a	b
y-Parameter	$= \frac{y_{21}}{y_{22} + G_{L\,ges}}$	≈ 1	$\approx 1 + \frac{y_{11}}{y_{21}} = 1 + \frac{1}{\beta_0}$
h-Parameter	$= \frac{h_{21}}{h_{11}\,G_{L\,ges} + \Delta h}$	≈ 1	$\approx 1 + \frac{1}{h_{21}}$, $h_{21} = \beta_0$
Elemente des Ersatzschaltbildes nach Bild 1	$\approx \frac{S_0}{G_i + G_{L\,ges}}$	≈ 1	$\approx 1 + \frac{g_{b'e}}{S}$

den Frequenzen $(1 + k)\,f_e$ und f_e fällt er ab, wobei er sich je Oktave jeweils um die Hälfte vermindert. Von der Eckfrequenz f_e an ist der Betrag der Verstärkung schließlich wieder konstant. Der tatsächliche Verlauf weicht von diesem Näherungsverlauf höchstens um den Faktor $\sqrt{2}$ ab. Und zwar ist der Betrag der Verstärkung bei der Eckfrequenz $(1 + k)\,f_e$ schon auf das $1/\sqrt{2}$ fache seines Wertes bei mittleren Frequenzen abgefallen, während er bei f_e das $\sqrt{2}$ fache des Wertes bei tiefen Frequenzen beträgt.

Abschließend sind der Betrag der Verstärkung bei mittleren Frequenzen V_{um} und die Konstanten a und b in Abhängigkeit der y- und h-Parameter und der Elemente des im Bild 1 dargestellten Ersatzschaltbildes in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Hierbei ist

$$S_0 = \frac{S}{1 + r_{bb'}\,g_{b'e}} \approx y_{21}$$

die wirksame Steilheit und

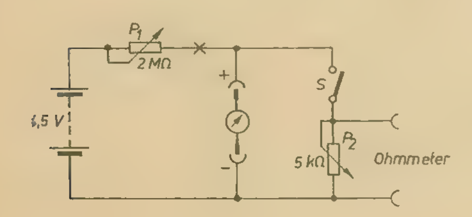
$$G_i = g_{ce} + (1 + S_0\,r_{bb'})\,g_{b'e} \approx y_{22}$$

der innere Leitwert (analog zu $1/R_i$ bei der Röhre) des Transistors.

Ermittlung des Innenwiderstandes eines Meßwerkes

Will man ein Meßwerk über seinen Anzeigebereich hinaus erweitern, so muß man bei der Berechnung der Vor- bzw. Nebenwiderstände den Innenwiderstand des Meßwerkes kennen. Ich ging bei der Ermittlung von folgender Überlegung aus:

Legt man einem Meßwerk einen Widerstand parallel, der genau dem Innenwiderstand entspricht, so fließt die Hälfte des angelegten Stromes durch den Parallelwiderstand, die andere Hälfte durch das Meßwerk. Bei Vollausschlag zeigt das Meßwerk nach Zuschalten des Parallelwiderstandes nur den halben Vollausschlag an. Diese Erkenntnis führte zu der im nebenstehenden Bild gezeigten Anordnung. Als Stromquelle kann eine Flachbatterie verwendet werden. Der Schalter S ist geöffnet, und das Potentiometer P_1 ist auf den höchsten Wert eingestellt, um das Meßwerk nicht zu beschädigen. Zur Messung wird das Meßwerk zwischen die Buchsen + und — gelegt. Mit Potentiometer P_1 wird langsam der Vollausschlag eingeregelt. Jetzt wird Schalter S geschlossen und mit P_2 der halbe Zeigerausschlag eingestellt. Schalter S wird geöffnet und mit dem Ohmmeter der Wert von P_2 gemessen, der dem Innenwiderstand des Meßwerkes entspricht. Wer nicht über ein eigenes Ohmmeter verfügt, kann sich P_2 mit einem geborgten Instrument entsprechend dem Drehwinkel der Potentiometerachse eichen.



Will man bei einem völlig unbekannten Meßwerk den Meßbereich ermitteln, so kann man bei x einen Strommesser einschalten und mit P_1 das unbekannte Instrument auf Vollausschlag bringen. Der eingeschaltete Strommesser zeigt uns dann den Meßwert an, da durch beide Meßwerke der gleiche Strom fließt. Diese Anordnung ist dann besonders wertvoll, wenn man aus einem Meßwerk die Parallelwiderstände entfernt hat und nun den Meßbereich nicht kennt. Schalter S muß dabei geöffnet sein.

Ein Ausschalter für die Batterie ist nicht notwendig, da ohne angelegtes Meßwerk und geöffneten Schalter S kein Strom fließen kann. Wird für den Anschluß der Batterie ein Buchsenpaar vorgesehen und dieses mit Schnüren von außen angeklemmt, so läßt sich die ganze Anordnung bequem in einer Seifendose unterbringen.

Jörg-Hartmut Weber

Bauanleitung für einen Taschenempfänger mit elektronischer Abstimmung

DIETER BORKMANN

Bei dem im nachfolgenden Beitrag beschriebenen Empfänger wird zur kapazitiven Abstimmung ein Halbleiterbauelement — eine Abstimmdiode — benutzt. Durch die Verwendung des Sternchen-Taschensupergehäuses sowie vieler Standardbauteile ist der Nachbau auch für den Anfänger leicht möglich.

Prinzipielle Wirkungsweise einer Abstimmdiode

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise einer Abstimmdiode betrachten wir den schematischen Aufbau einer Halbleiterdiode (Bild 1). Diese besteht aus drei Schichten. Die linke Schicht (1) hat eine positive Löcher- oder Defektelektronenleitfähigkeit. Die rechte Schicht (3) hat einen Elektronenüberschuß und ist damit negativ leitend. Zwischen diesen beiden leitenden Schichten befindet sich die sogenannte Sperrschicht (2), in der nur sehr wenige Ladungsträger vorhanden sind. Diese Schicht hat einen hohen elektrischen Widerstand.

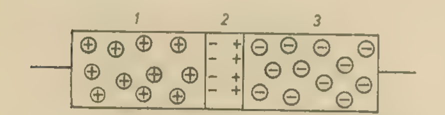


Bild 1: Schematischer Aufbau einer Halbleiterdiode

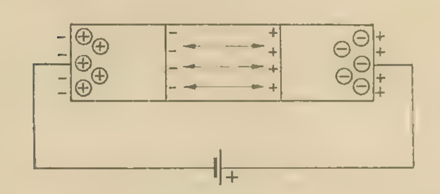


Bild 2: Verbreiterung der Sperrschicht durch eine in Sperrichtung angelegte Gleichspannung

Einen derartigen Aufbau kann man sich als Plattenkondensator vorstellen. Die beiden Beläge werden durch die p- und n-Schicht gebildet, während als Isolierschicht (Dielektrikum) die Sperrschicht dient.

Legt man an diese Diode eine Spannung in Sperrichtung an, so werden die jeweiligen Ladungsträger von der Mitte zu den Enden hin abgezogen, was zu einer Verbreiterung der Sperrschicht führt (Bild 2). Das entspräche bei einem normalen Plattenkondensator einer Vergrößerung des Plattenabstandes und damit einer Verringerung seiner Kapazität. Ebenso verhält es sich auch bei einer Diode. Durch Anlegen einer veränderlichen Sperrspannung, der sogenannten Steuerspannung, läßt sich die Kapazität der Diode in einem weiten Bereich variieren.

Obwohl diese Eigenschaft grundsätzlich allen pn-Übergängen eigen ist, kommen für Abstimmzwecke auf Grund ihres hohen Sperrwiderstandes, der ja letztlich die Kondensatorgüte bestimmt, nur Siliziumdioden in Betracht. Unter diesen erwiesen sich Zenerdioden als besonders gut geeignet.

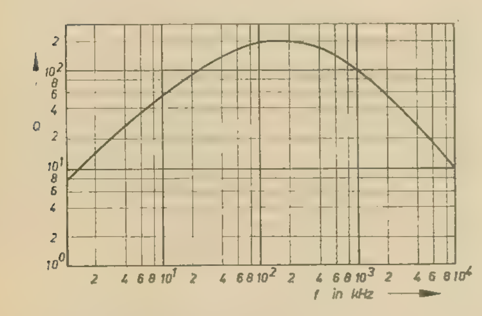


Bild 3: Frequenzabhängigkeit der Güte einer Zenerdiode

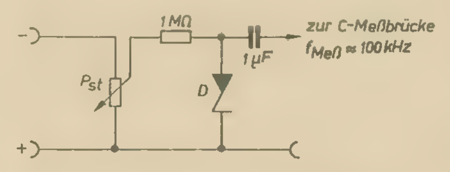


Bild 4: Schaltung einer Zenerdiode zur Ermittlung der äquivalenten Kapazität

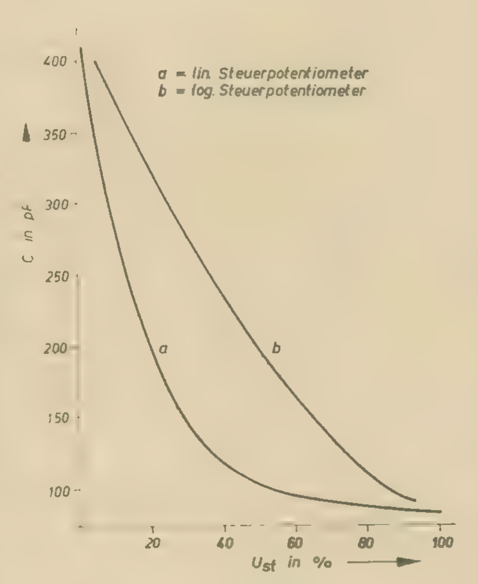


Bild 5: Prinzipieller Verlauf der Kapazität in Abhängigkeit von der Steuerspannung

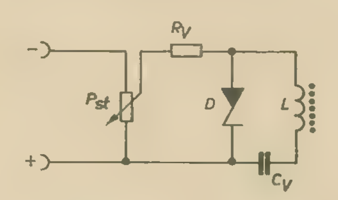


Bild 6: Grundschaltung von Abstimmdioden im Resonanzkreis

Speziell für Abstimmzwecke hergestellte Dioden erhielten die Bezeichnung Varicap (Variable Kapazität).

Ein wesentlicher Nachteil der Abstimmdioden liegt darin, daß die Anfangskapazität durch die Steuerspannung nicht auf Null verringert werden kann.

Zenerdioden mit geringerer Zenerspannung haben eine höhere Anfangs- und Endkapazität als solche mit höherer Zenerspannung.

Zenerdioden sind jedoch nicht für jeden Frequenzbereich geeignet. Bild 3 zeigt die Abhängigkeit der Güte einer als Abstimmdiode verwendeten Zenerdiode von der Frequenz. Diese Frequenzabhängigkeit läßt es ratsam erscheinen, bei der Kapazität einer Abstimmdiode von der äquivalenten Kapazität zu sprechen. Diese kann mit jeder Meßbrücke gemessen werden, deren Meßfrequenz in der Größenordnung von etwa 100 kHz liegt. Die prinzipielle Meßschaltung zeigt Bild 4.

Die Abnahme der äquivalenten Kapazität erfolgt nicht linear mit der Erhöhung der Steuerspannung, sondern etwa hyperbolisch, d. h., die größte Kapazitätsänderung findet im Bereich von 0 V bis etwa —2 V statt. Um eine Dehnung dieses Bereiches zu erreichen, empfiehlt sich die Verwendung eines Steuerpotentiometers mit logarithmischem Widerstandsverlauf. Den prinzipiellen Verlauf der äquivalenten Kapazität in Abhängigkeit von der Steuerspannung zeigt Bild 5.

Im Bild 6 ist die Grundschaltung von Abstimmdioden im Resonanzkreis dargestellt. Die Steuerung der Abstimmdiode erfolgt auf Grund des geringen Sperrstromes einer Siliziumdiode praktisch leistungslos. Zur Verringerung der Bedämpfung des Schwingkreises durch das Steuerpotentiometer wird der Diode ein hochohmiger Widerstand R_v vorgeschaltet. Der Kondensator C_v verhindert den gleichstrommäßigen Kurzschluß der Diode über die Spule. Seine Größe soll etwa um den Faktor 10 höher sein als die äquivalente Kapazität der Diode.

Die äquivalente Kapazität von Zenerdioden liegt etwa zwischen 200 pF und 1000 pF. Sie streut außerordentlich stark, auch bei Exemplaren des gleichen Typs. Die minimale Kapazität liegt bei etwa 80 pF bis 200 pF [1] [2] [3].

Die mit Halbleiter-Kondensatoren erreichbare Frequenzvariation beträgt

$$K_f = \sqrt{K_0}$$

wobei

$$K_0 = \frac{C_{\ddot{a}\,max}}{C_{\ddot{a}\,min}}$$

ist.

Die im nachfolgend beschriebenen Mustergerät verwendete sowjetische Zenerdiode

D 810 gestattet eine Kapazitätsvariation zwischen 100 pF und 400 pF, K_c beträgt 4. Damit läßt sich eine Frequenzvariation von $K_f = 2$ erreichen. Spezielle Abstimmdioden gestatten eine wesentlich größere Kapazitäts- und damit auch Frequenzvariation als Zenerdioden. Derartige Dioden befinden sich auch in der DDR in der Entwicklung, so z. B. der Typ OA 910, dessen maximale Kapazität jedoch sehr niedrig ist und bei etwa 50 pF liegt.

Schaltung des Mustergerätes

Bild 7 zeigt die Schaltung des Einkreisempfängers.
Der HF-Teil besteht aus einem zweistufigen HF-Verstärker, der NF-Teil aus einer Treiberstufe und einer Gegentaktendstufe.

nation R_2, C_2 dient zur Stabilisierung der Steuerspannung gegen die durch die Gegentaktendstufe bedingte Schwankung der Batteriespannung. Der Wert von R_2 soll um den Faktor 10 kleiner sein als der des Potentiometers P_1.
Die Koppelspule L_2 transformiert den hochohmigen Schwingkreiswiderstand um den Faktor $(w_1/w_2)^2$ herunter und paßt ihn damit an den niederohmigen Eingangswiderstand des ersten Transistors an.
Die Widerstände R_3 und R_5 dienen zur Einstellung der Arbeitspunkte und stellen gleichzeitig eine Spannungsgegenkopplung dar, die arbeitspunktstabilisierend wirkt. Das mit den Transistoren T_1 und T_2 verstärkte HF-Signal wird über einen HF-Übertrager ausgekoppelt.

gen Widerstandes von je 400 Ω ersetzt werden ($R_{10} \| R_{11}$).

Stromversorgung

Für das Mustergerät wurde die Original-9-V-Batterie verwendet. Die Stromaufnahme des Gerätes bei normaler Zimmerlautstärke liegt unter 10 mA. Ein einwandfreier Betrieb ist bis etwa 5 V möglich. Dabei muß jedoch, bedingt durch die elektronische Abstimmung, mit einer Beschneidung des oberen Frequenzbandes gerechnet werden. Mit einer einwandfreien Batterie wurden über 50 Betriebsstunden erreicht.

Aufbau des Mustergerätes

Für den mechanischen Aufbau wurde die gedruckte Verdrahtung angewendet. Die

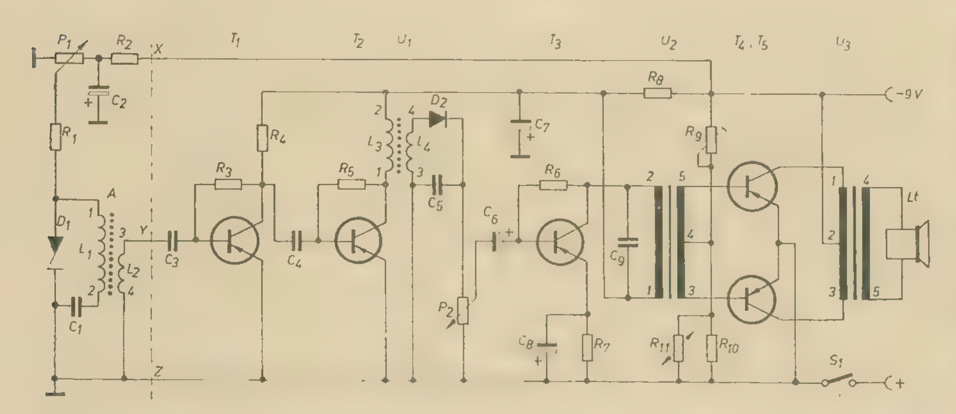
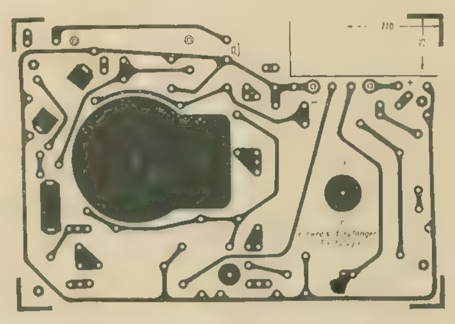


Bild 7: Schaltung des Mustergerätes


Bild 8: Leitungsführung der Leiterplatte

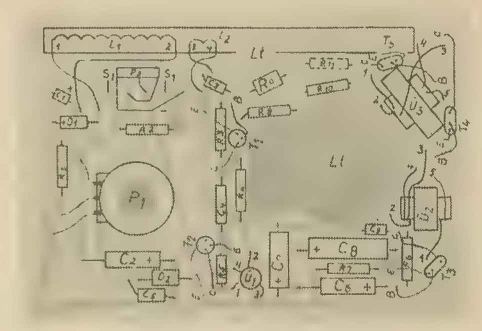


Bild 9: Bestückungsplan der Leiterplatte

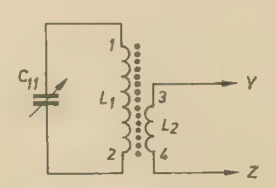


Bild 10: Schaltung des Eingangsteils bei Drehkondensatorabstimmung

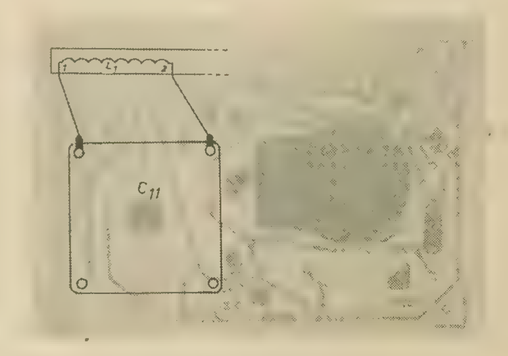


Bild 11: Bestückung des Eingangsteils der Leiterplatte bei Drehkondensatorabstimmung

HF-Teil

Beide Stufen arbeiten in Emitterschaltung. Für die Transistoren ist eine Grenzfrequenz von etwa 10 MHz wünschenswert (OC 872). Ausreichende Ergebnisse lassen sich aber auch mit dem Bastlertyp LA 30 erzielen (OC 871). Als Antenne dient ein Ferritstab von 8 mm Durchmesser und einer Länge von 100 mm.

L_1 hat 80 Wdg. HF-Litze, die Wicklung erfolgt einlagig. L_2 besitzt 5 bis 10 Wdg., ebenfalls HF-Litze und wird am kalten Ende direkt auf L_1 gewickelt. Beide Spulen sind auf dünne Papierhülsen so zu wickeln, daß sowohl L_1 auf dem Stab als auch L_2 auf L_1 verschoben werden können. Das ist erforderlich, um beim Abgleich des Gerätes den überstreichbaren Frequenzbereich verschieben zu können.

Als Abstimmdiode wurde, wie bereits erwähnt, eine sowjetische Zenerdiode D 810 verwendet. Gleichfalls sind DDR-Zenerdioden, z. B. ZA 250/6 bis ZA 250/10 geeignet. Besser ist natürlich die Verwendung von speziellen Abstimmdioden mit einem geeigneten Kapazitätsbereich, die jedoch aus eigener Fertigung noch nicht zur Verfügung stehen. Da die äquivalente Kapazität von Zenerdioden stark streut, ist es u. U. erforderlich, unter mehreren Exemplaren eine geeignete Diode auszusuchen. Ist man auf ein bestimmtes Exemplar angewiesen, so kann durch Variierung der Windungszahl von L_1 eine entsprechende Anpassung erfolgen.

Die Steuerspannung für die Abstimmdiode wird von einem logarithmischen Potentiometer P_1 abgegriffen, dessen Wert zwischen 50 kΩ und 500 kΩ liegen kann. Die Kombi-

L_3 hat 200 Wdg. 0,1 CuL und L_4 100 Wdg. 0,1 CuL.
Der Übertrager soll im Idealfall aus einem allseitig geschlossenen Ferrittopfkern mit etwa 11 bis 17 mm Durchmesser bestehen. Es hat sich jedoch gezeigt, daß eine qualitativ fast gleich gute Transformierung erreicht wird, wenn man die Wicklung auf einen Miniatur-Spulenkörper mit Ferritkern aufbringt.

Die Gleichrichtung kann mit jeder beliebigen Spitzendiode erfolgen, z. B. OA 625 bis OA 685.

Als Lautstärkeregler sollte auf alle Fälle ein logarithmisches Potentiometer von etwa 2,5 kΩ bis 10 kΩ Verwendung finden. Vorteilhaft ist die Verwendung des Original-Sternchen-Knopfpotentiometers, das mit einem Schalter kombiniert ist, für dessen Erwerb jedoch aus schwer ersichtlichen Gründen über 7,— DM anzulegen sind.

NF-Teil

Die Schaltung des NF-Teiles entspricht weitgehend der Schaltung des Taschensupers Sternchen und enthält keine Besonderheiten [5].

Als Treibertransistor soll möglichst ein rauscharmer Transistor verwendet werden. Der Ruhestrom der Endstufe beträgt 1 bis 1,5 mA, seine Einstellung erfolgt mit dem Einstellregler R_9. Der Widerstand R_{10} ist in der Originalschaltung als temperaturabhängiger Widerstand angegeben. Im Normalfall kann er jedoch durch einen Festwiderstand von 200 Ω ersetzt werden. Soll das Gerät bei entsprechend hohen Temperaturen betrieben werden, so kann R_{10} durch eine Kombination eines linearen und eines temperaturabhängi-

Herstellung der Leiterplatte erfolgte auf fotomechanischem Wege [6].

Bild 8 zeigt die Leitungsführung und Bild 9 den dazugehörigen Bestückungsplan. Da im verwendeten Sternchen-Gehäuse ausreichend Platz vorhanden war, wurde die Leiterplatte so ausgelegt, daß die Abstimmung auch mit einem normalen Hartpapier-Drehkondensator (maximale Abmessungen 40 × 40 mm) oder auch dem Original-Sternchen-Drehkondensator aufgebaut werden kann. Die Schaltung und den Bestückungsplan des Eingangsteiles dazu zeigen die Bilder 10 und 11.

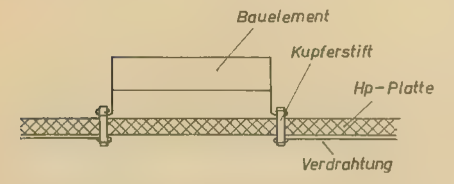


Bild 12: Ausführung der Verdrahtung mit einem Stiftbrettchen

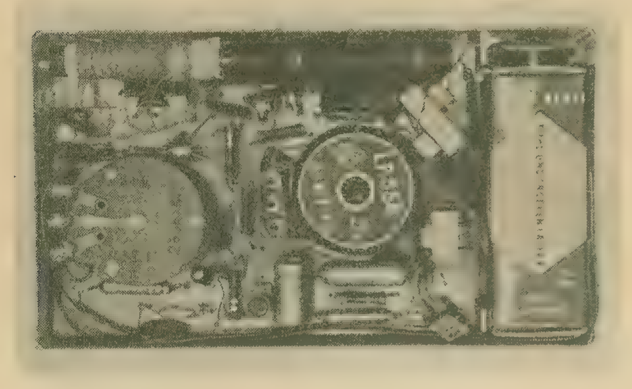


Bild 13: Rückansicht des geöffneten Gerätes

Wer keine Möglichkeit hat, sich die gedruckte Platte anzufertigen, kann die Verdrahtung auch auf eine andere Art ausführen, bei der man mit den gleichen Abmessungen auskommt:

Die angegebenen Löcher werden mit einem 1-mm-Bohrer in eine 1,5 bis 2 mm Hartpapier- oder Hartgewebeplatte gebohrt. In jedes Loch wird ein kurzer Kupferstift mit einem Durchmesser von etwa 1,1 mm eingepreßt, der auf jeder Seite 2 mm übersteht. Auf der Unterseite der Platte werden die Stifte gemäß der Leitungsführung von Bild 8 durch dünnen blanken Kupferdraht verbunden, an die Enden auf der Oberseite der Platte werden dann die Bauelemente angelötet (Bild 12).

Der Verfasser ist gern bereit, Interessenten das Fotonegativ der Leiterplatte und — bei Anlieferung von kupferkaschiertem Basismaterial — auch die Leiterplatte selbst abzugeben. (Adresse: Herrn Dieter Borkmann, VEB Verlag Technik, Redaktion radio und fernsehen, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13—14).

Die Rückansicht des fertigen Gerätes zeigt Bild 13.

Abgleich des Gerätes

Der Mittelwellenbereich umfaßt die Frequenzen 500 kHz bis 1600 kHz, d. h. eine Frequenzvariation um den Faktor 3. Die Abstimmung mit Zenerdioden gestattet jedoch nur eine Frequenzvariation um den Faktor 2.

Daher wird die Spule L_1 auf dem Ferritstab so verschoben, daß möglichst alle Ortssender empfangen werden können.

Trennschärfe

Die Trennschärfe von Einkreisempfängern ist nicht sonderlich hoch. Sie läßt sich durch Verringerung der Windungszahlen von L_2 und L_4 erhöhen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß Trennschärfe und Empfindlichkeit einander entgegenlaufen. Erhöht man die Trennschärfe durch Verringerung der Windungszahlen von L_2 und L_4, so verringert sich gleichzeitig dadurch die Empfindlichkeit und damit die Lautstärke [4].

Weiterentwicklung der Schaltung

Abschließend sollen noch kurz einige Anregungen für die Verbesserung und Weiterentwicklung der Schaltung gegeben werden: Erweiterung des abstimmbaren Frequenzbereiches durch umschaltbare Induktivität; durch Parallel- und Reihenschaltung von mehreren Abstimmdioden; Erhöhung der Trennschärfe durch eine Audionschaltung; Aufbau eines Zweikreisempfängers durch Abstimmung des HF-Übertragers.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,125 W
R_2	Schichtwiderstand	27 kΩ	0,125 W
R_3	Schichtwiderstand	160 kΩ	0,125 W
R_4	Schichtwiderstand	5,1 kΩ	0,125 W
R_5	Schichtwiderstand	160 kΩ	0,125 W
R_6	Schichtwiderstand	160 kΩ	0,125 W
R_7	Schichtwiderstand	560 Ω	0,125 W
R_8	Schichtwiderstand	560 Ω	0,125 W
R_9	Einstellregler	25 kΩ	
R_{10}	Schichtwiderstand	400 Ω	0,125 W
R_{11}	Thermistor	400 Ω	
C_1	Epsilankondensator	10 nF	
C_2	Elektrolytkondensator	5 µF	15 V
C_3	Epsilankondensator	10 nF	
C_4	Epsilankondensator	10 nF	
C_5	Epsilankondensator	10 nF	
C_6	Elektrolytkondensator	5 µF	6 V
C_7	Elektrolytkondensator	25 µF	12 V
C_8	Elektrolytkondensator	10 µF	6 V
C_9	Epsilankondensator	10 nF	
C_{11}	Hp-Drehkondensator	360 pF	
P_1	Schichtpotentiometer	250 kΩ log.	
P_2	Schichtpotentiometer	5 kΩ log.	
T_1	HF-Transistor	OC 872, LA 30	
T_2	HF-Transistor	OC 872, LA 30	
T_3	NF-Transistor	OC 812, LA 25 (rauscharm)	
$T_{4,5}$	NF-Transistor	2×OC 816, 2×LA50 (Pärchen)	
D_1	Abstimmdiode	ZA 250/6-10 D 808 — D 810	
D_2	Spitzendiode	OA 625 — OA 685	
A	Ferritantenne (8×100 mm)	L_1: 80 Wdg. HF-Litze L_2: 8 Wdg. HF-Litze	
$Ü_1$	HF-Übertrager Miniatur-3-Kammerkern, Görler, 6 ∅	L_3: 200 Wdg. 0,1 CuL L_4: 100 Wdg. 0,1 CuL	
$Ü_2$	Treibertransformator	K 20, VEB Funkwerk Leipzig	
	(Trafoanschlüsse)	1-rt, 2-ws, 3-gn, 4-sw, 5-gn	
$Ü_3$	Ausgangstransformator	K 21, VEB Funkwerk Leipzig	
	(Trafoanschlüsse)	1-rt, 2-gn, 3-rt, 4+5-blank	
Lt	Lautsprecher	Lp 558 (0,1 W)	

Literatur

[1] Klawitter, M.: Halbleiter mit veränderlicher Kapazität. radio und fernsehen 10 (1961) H. 19 S. 603—606

[2] Wassilkjewitsch/Pokrowski: Die Halbleiterdiode — ein steuerbarer Kondensator. Radio 38 (1961) H. 8 S. 20—23

[3] Wedeneew/Werschin: Ein Taschenempfänger mit elektronischer Abstimmung. Allgem. Radiobibliothek Bd. 472, Moskau 1963

[4] Fischer, H.-J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Verlag Sport und Technik 1962

[5] Hossner, G.: Sternchen — ein Transistortaschenempfänger. radio und fernsehen 8 (1959) H. 17 S. 542—544

[6] Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung. Der praktische Funkamateur Bd. 26 und 31, Deutscher Militärverlag, Berlin-Treptow

radio und fernsehen	Netzwerkberechnungen (3) Vereinfachte Berechnungsmethoden	001.001 4 Blätter
13 (1964) H. 7	Labor- und Berechnungsunterlagen	DK 621.3.014.1

Netzwerkberechnungen (3)

Vereinfachte Berechnungsmethoden

1. Allgemeine Hinweise zur Vereinfachung der Berechnungsmethoden

1.1. Voraussetzungen

Diese Berechnungsmethoden können nur bei linearen Netzwerken angewandt werden, d. h. bei solchen Netzwerken, deren Schaltelemente unabhängig von der Spannungshöhe und Stromstärke sind.
Zwischen Ursachen und Wirkungen müssen also lineare Beziehungen bestehen.
Die vereinfachten Berechnungsmethoden sind bei Gleichstrom- und Wechselstromerregung gültig, auch dann, wenn Energiespeicherelemente vorhanden sind. Sie gelten aber nur für den stationären Vorgang, also wenn der Ausgleichvorgang beendet ist.

1.2. Einzelne Verfahren

Das Ziel der vereinfachten Berechnungsmethoden liegt im Einsparen von Gleichungen und im Vermeiden von umständlichen Rechnungen. Diese Vorteile gegenüber den Berechnungen nach dem Knotenpunkt- und Maschensatz kann man jedoch nur nutzen, wenn die Voraussetzungen nach 1.1. gegeben ist.
Die einzelnen Verfahren sind:

a) **Überlagerungssatz (Superpositionsgesetz)**
b) **Maschenstromanalyse**
c) **Satz von der Zweipolquelle (Zweipoltheorie)**

Bemerkungen zu a) und b)

Diese Methoden beruhen darauf, daß man den zu berechnenden Strom als Überlagerung mehrerer Ströme auffaßt. Die Anzahl der notwendigen Gleichungen verringert sich damit.

Bemerkungen zu c)

Hierbei werden einzelne Netzwerkteile durch Zweipole dargestellt, d. h., daß die Strom-Spannungsbeziehungen der Schaltelemente eines Netzwerkteils zu einer Strom-Spannungsbeziehung eines Zweipols zusammengefaßt werden. Die Teilursachen und Teilwirkungen in einem Netzwerkteil werden also durch nur eine Ursache und eine Wirkung ersetzt.

2. Der Überlagerungssatz — Superpositionsgesetz — (Bilder 1a ··· 1c)

2.1. Erklärung des Überlagerungssatzes

Ein Zweigstrom I_x in einem linearen Netzwerk mit beliebig vielen EMK ($E_1 \cdots E_n$) ist gleich der Summe der Teilströme I_{xEn} in diesem Zweig, die durch die einzelnen EMK (E_n) hervorgerufen werden: Die Überlagerung der Bilder 1b und 1c ergibt Bild 1a.

$$I_x = I_{xE1} + I_{xE2} + \cdots I_{xEm} = \sum I_{xEn} \qquad (1)$$

Zusätzliche Bemerkungen

Das Rechenverfahren besteht also darin, daß in einem Netzwerk nur die Wirkungen (Zweigströme) einer EMK berechnet werden, wobei die anderen EMK als kurzgeschlossen anzusehen sind. Die wirkliche Stromverteilung im Netzwerk ergibt sich durch Überlagern der einzeln berechneten Ströme (auch Teilbilder genannt, siehe Bilder 1b und 1c).
Die Ströme sind vorzeichenbehaftet einzusetzen!

2.2. Rechnungsgang

a) Eintragen der EMK-Richtungspfeile
b) Berechnen des gewünschten Teilzweigstromes I_{xEn} nach Kurzschließen aller EMK bis auf eine EMK
c) Berechnen der übrigen Teilzweigströme I_{xEn}. Für die Berechnung des jeweiligen Teilzweigstromes wird immer nur die entsprechende antreibende EMK ohne Kurzschluß eingesetzt. Die übrigen EMK sind also kurzgeschlossen
d) Summierung der einzelnen Teilzweigströme zum gewünschten Zweigstrom unter Beachtung der Vorzeichen

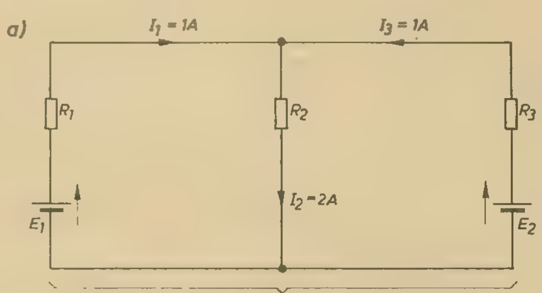
Zusätzliche Bemerkung

Es darf nur die EMK kurzgeschlossen werden, d. h., der innere Widerstand darf nicht in den Kurzschluß mit einbezogen werden.

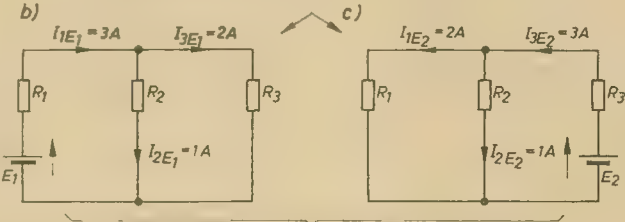
2.3. Berechnungsbeispiel

Aufgabe:

In der Schaltung nach Bild 2 ist der Strom I_2 zu berechnen.



Diese Schaltung kann auch in zwei Teilbilder mit Teilwerten zerlegt werden



Nach Überlagern der Bilder 1b und 1c ergibt sich Bild 1a [Vorzeichen und GL.(1) beachten]

Bild 1

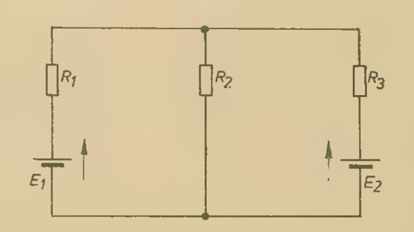


Bild 2

Lösung:

Nach Eintragen des EMK-Richtungspfeiles wird zunächst der von E_1 angetriebene Teilzweigstrom I_{2E1} berechnet (Bezeichnungen der Ströme siehe Bilder 1a, 1b und 1c).

Nach der Stromteilerregel ist

$$I_{2E1} \cdot R_2 = I_{3E1} \cdot R_3$$

bzw.

$$I_{2E1} \cdot R_2 = (I_{1E1} - I_{2E1}) \cdot R_3$$

Daraus folgt

$$I_{2E1} = I_{1E1} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Mit

$$I_{1E1} = \frac{E_1}{R_1 + R_2 || R_3}$$

ergibt sich

$$I_{2E1} = \underbrace{\frac{E_1}{R_1 + R_2 || R_3}}_{\text{Von } E_1 \text{ verursachter Gesamtstrom}} \cdot \underbrace{\frac{R_3}{R_2 + R_3}}_{\text{Stromverteilungsfaktor}} = \frac{E_1 \cdot R_3}{R_1 (R_2 + R_3) + R_2 \cdot R_3}$$

Der von E_2 verursachte Teilzweigstrom I_{2E2} ist demnach

$$I_{2E2} = \frac{E_2}{R_3 + R_1 || R_2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_2 \cdot R_1}{R_3 (R_1 + R_2) + R_1 \cdot R_2}$$

Unter Beachtung der Stromrichtung (I_{1E1} und I_{2E2} fließen in gleicher Richtung) ist nach Gl. (1)

$$I_2 = I_{2E1} + I_{2E2} = \frac{E_1 \cdot R_3 + E_2 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}$$

Schlußfolgerung

Gegenüber den Berechnungen nach dem Knotenpunkt- bzw. Maschensatz sind nur zwei Gleichungen benötigt worden, die einfach zu summieren waren. Im anderen Falle wären drei Gleichungen notwendig.

Würde sich jedoch im vorhergehenden Beispiel im Zweig 2 eine dritte EMK befinden, dann ergeben sich ebenfalls drei Gleichungen, die allerdings dann nur zu summieren sind.

3. Maschenstromanalyse (Übergang vom Bild 3a zum Bild 3b)

3.1. Erklärung der Maschenstromanalyse

Bei der Maschenstromanalyse werden die in einer Masche eines Netzwerkes fließenden Zweigströme zu einem Maschenstrom (Ringstrom) zusammengefaßt (Bilder 3a und 3b).

Zusätzliche Bemerkungen

Bei dieser Berechnungsmethode ergeben sich nur so viele notwendige Gleichungen, wie unabhängige Maschen vorhanden sind. Die Anzahl der Maschen eines Netzwerkes ist immer geringer als die Anzahl der Zweige.

3.2. Rechnungsgang

a) Eintragen der EMK-Richtungspfeile
b) Festlegen der Maschenströme (Maschenumlauf)
c) Aufstellen der Maschengleichungen
d) Berechnen des gewünschten Maschenstromes durch Eliminieren der anderen Größen
e) Prüfung des Vorzeichens (Stromrichtung)

Zusätzliche Bemerkungen

Der Maschenumlauf im Bild 3b kann auch anders festgelegt werden, so daß z. B. der Umlauf des Stromes I_1 über E_1, R_1, R_3 und E_2 verläuft.

Bei der Festlegung des Maschenumlaufes soll beachtet werden, daß durch den Zweig, für den der Strom errechnet werden soll, nur ein Maschenstrom fließt, da sonst der Gesamtstrom zusätzlich berechnet werden muß.

3.3. Berechnungsbeispiel

Aufgabe:

In der Schaltung nach Bild 3a soll der Strom durch den Widerstand R_2 berechnet werden.

Lösung:

Nach Eintragen der EMK-Richtungspfeile ist der Maschenumlauf festzulegen. Ein Umlauf nach Bild 3b empfiehlt sich nicht, da damit durch den Zweig von R_2 zwei Maschenströme fließen. Aus diesem Grunde wird ein Umlauf entsprechend Bild 4 festgelegt.

Die beiden Maschengleichungen lauten:

$$E_1 = R_1 (I_1 + I_2) + R_2 \cdot I_1 = I_1 (R_1 + R_2) + I_2 \cdot R_1 \qquad (2)$$

$$E_1 - E_2 = R_1 (I_1 + I_2) + I_2 \cdot R_3 = I_1 \cdot R_1 + I_2 (R_1 + R_3) \qquad (3)$$

Da durch den Zweig von R_2 der Strom I_1 fließt, muß I_2 eliminiert werden.

Aus Gl. (2) ergibt sich

$$I_2 = \frac{E_1 - I_1 (R_1 + R_2)}{R_1} \qquad (4)$$

Gl. (4) in Gl. (3) eingesetzt ergibt

$$E_1 - E_2 = I_1 \cdot R_1 + \frac{E_1 - I_1 (R_1 + R_2)}{R_1} (R_1 + R_3)$$

Daraus folgt

$$I_1 = \frac{E_1 \cdot R_3 + E_2 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}$$

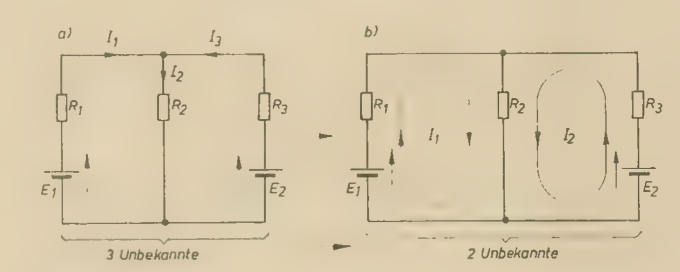


Bild 3

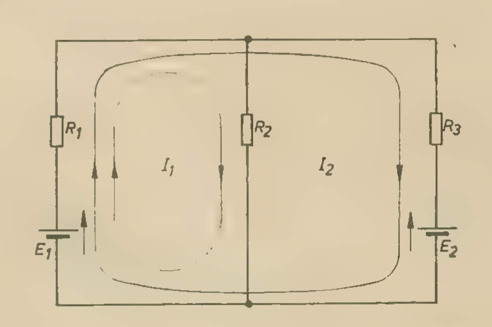


Bild 4

Schlußfolgerung

Das Ergebnis (Strom durch R_2) stimmt mit dem Ergebnis, das mit dem Überlagerungssatz gefunden wurde, überein. Auch beim Rechnen mit der Maschenstromanalyse ergaben sich nur zwei Gleichungen.

Im allgemeinen kann der Maschenstromanalyse gegenüber dem Überlagerungssatz der Vorzug gegeben werden, vor allem dann, wenn komplizierte Netzwerke vorliegen. Die Entscheidung sollte jedoch jeder von Fall zu Fall selbst treffen.

Aus der Reparaturpraxis

Wartung und Reparatur an Heimbandgeräten (8)

Aufnahmeverstärker

Der Aufnahmeverstärker übernimmt die Verstärkung des Eingangssignals, die erforderliche Anhebung der tiefen und hohen Frequenzen entsprechend der Entzerrungszeitkonstante und speist den Aufnahmekopf. Die Aufsprechspannung wird gleichzeitig nach Gleichrichtung der Aussteuerungsröhre zugeführt. Die Wirkungsweise des Aufnahmeverstärkers erläutert das Prinzipschaltbild Bild 15.

Bild 15: Prinzipschaltung des Aufnahmeverstärkers

Die Anhebung der hohen Frequenzen kann überschlägig mit der Aussteuerungsanzeigeröhre kontrolliert werden. Der Aufnahmeverstärker erhält eine 1-kHz-Eingangsspannung, mit der bei aufgedrehtem Aussteuerungsregler die Leuchtbalken gerade zum Schließen gebracht werden. Die Eingangsspannung muß dabei etwa einen Wert von 2 ··· 5 mV haben. Jetzt wird sie um 20 dB — auf ein Zehntel ihres Wertes — am RC-Generator zurückgeregelt. Wird nun die Frequenz kontinuierlich erhöht, so muß sich durch die Höhenanhebung des Verstärkers ab etwa 5 kHz die Aussteuerungsanzeige erhöhen und im Bereich von 12 ··· 16 kHz wieder Vollaussteuerung anzeigen. Das Höhenanhebungsmaximum tritt bei der Resonanzfrequenz des parallel zum Katodenwiderstand liegenden Reihenresonanzkreises der zweiten Verstärkerstufe auf. Eine genaue Messung des Aufnahmefrequenzganges muß durch Messen des Spannungsabfalles an einem im masseseitigen Anschluß des Magnetkopfes eingeschalteten 100-Ω-Widerstand, der bei den meisten Geräten bereits eingebaut ist, vorgenommen werden. An diesem kann auch die Tiefenanhebung von 3 ··· 5 dB bei 60 Hz gegenüber 1 kHz geprüft werden.

Eine häufig zu findende Störung ist das Fehlen der Höhenanhebung. Ursache ist meist die schlechte Kontaktgabe des Aufnahme-Wiedergabeumschalters oder ein mangelhafter Kontakt des Schleifers auf der Schicht des Einstellreglers, der den Katodenresonanzkreis bedämpft. Mit diesem Regler kann der Betrag der Anhebung — Richtwert 18 ··· 20 dB gegenüber 1 kHz — korrigiert werden. Die Resonanzfrequenz kann durch Verdrehen des Kernes der Induktivität abgeglichen werden. Liegt der Fehler in der Gegenkopplung, so erkennt man dies daran, daß der Verstärkungsgrad des Aufnahmeverstärkers um etwa 20 dB zu groß ist. Die Vollaussteuerung wird in solchem Falle bereits mit 0,5 mV Eingangsspannung erreicht.

Für den einwandfreien Aufnahmevorgang ist die Funktion des HF-Generators für Vormagnetisierung und Löschung Bild 16 ausschlaggebend. Fehlt die HF-Amplitude überhaupt, so ist der Kontakt, der beim Drücken der Halttaste geöffnet wird und eine hohe negative Vorspannung einschaltet, eine oftmals auftretende Fehlerursache. Die hohe negative Vorspannung läßt die HF-Amplitude abklingen. Dieser Kontakt darf nur während des Drückens der Halttaste öffnen. Ein durchgeschlagener Schwingkreiskondensator kann ebenfalls für das Fehlen der Hochfrequenz verantwortlich sein.

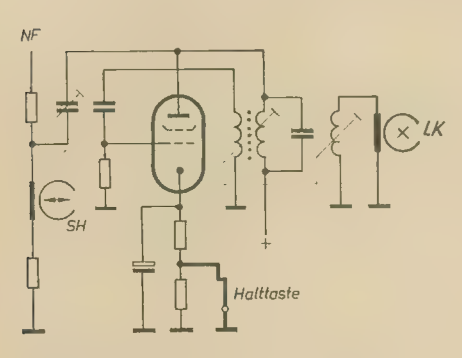


Bild 16: Prinzipschaltung des HF-Generators

Der Fremdspannungsabstand des Aufnahmeverstärkers wird überprüft, indem bei Vollaussteuerung die Anodenwechselspannung an der Anode der Aufsprechröhre (dritte Stufe) gemessen wird. Sie muß ungefähr 10 V bei 1 kHz Eingangsspannung betragen. Nunmehr wird der Anschluß des Tongenerators von Eingang abgetrennt. Die jetzt gemessene Anodenwechselspannung wird mit der für Vollaussteuerung ins Verhältnis gesetzt. Das Fremdspannungsverhältnis muß größer als das in den technischen Daten für das Gesamtgerät angegebene sein. Um Falschmessungen zu vermeiden, muß unbedingt bei diesen Messungen der HF-Generator durch Überbrücken des Schwingkreises außer Betrieb gesetzt werden.

Wird fortgesetzt

Zucken der Bildamplitude beim TV-Empfänger „Record“

Bei diesem Gerät trat im Abstand von etwa 5 s eine kurzzeitige Vergrößerung der Bildamplitude auf, die sich auch ohne Sendersignal bemerkbar machte. Die Synchronisation arbeitete normal.

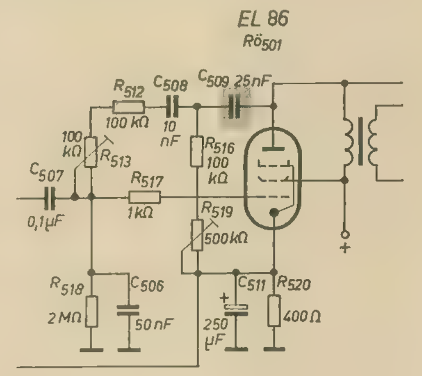


Bild 1

Die Untersuchung der Bildendstufe ergab nach erfolglosem Röhrenwechsel eine im selben Rhythmus wie die Bildamplitude schwankende Katodenspannung. Schirmgitter- und Anodenspannung blieben konstant.

Eine oszillografische Messung am Gitter von $Rö_{501}$, der Bildendstufe, zeigte eine rhythmische Verschiebung der Nullinie des Sägezahnsignals, ein Zeichen, daß dort kurzzeitig Gleichspannung vorhanden war. Die Ursache war der zeitweilig durchschlagende Kondensator C_{509} (25 nF) im Gegenkopplungszweig der Bildendstufe, welcher kurzzeitig positive Spannung an Gitter bzw. Katode brachte und somit die schwankende Amplitude bewirkte (Bild 1). *T. K.*

Zackenförmige Verzerrung der vertikalen Amplitude bei schlechter Zeilen- und Bildsynchronisation beim TV-Empfänger „Lotos“

Nach kurzer Betriebszeit verzerrte sich die vertikale Amplitude sägezahnförmig, wobei sich bei schwacher Synchronisation mit dem Horizontalfrequenzregler die Länge der Zacken verändern ließ. Die Überprüfung von Amplitudensieb, Phasenvergleichsstufe und Zeilengenerator verlief ergebnislos.

Mit Hilfe des Oszillografen wurde nun das BAS-Signal untersucht. Dabei machten sich ständig durchlaufende Störimpulse bemerkbar. Bei der folgenden Durchmessung von Videoendstufe und ZF-Teil ließ sich kein

fehlerhaftes Bauteil ermitteln. Da aber die Störimpulse bei Kurzschließen des Gitter 1 der ersten ZF-Stufe gegen Masse verschwanden, jedoch beim Ziehen der Oszillatorröhre erhalten blieben, wurde nun die Fehlersuche in die Regelautomatik verlegt. Mit Auswechselung des Regelspannungssiebkondensators C_{206} (0,47 μF) am Gitter der 1. ZF-Stufe (E_3) arbeitete das Gerät wieder einwandfrei (Bild 2).

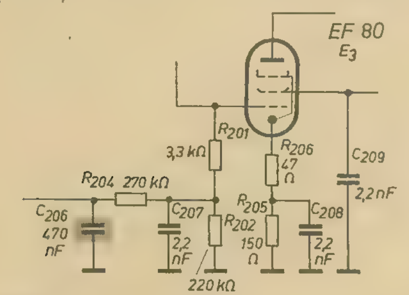


Bild 2

Eine ähnliche Erscheinung bewirkt der Ausfall des Niedervoltelkos 2 μF/30 V in der Regelspannungsleitung bei den Geräten Orion 401 A/N. *T. K.*

Starker Leuchtpunkt nach Abschaltung des TV-Empfängers „Record 2"

Nach dem Ausschalten trat ein äußerst starker Leuchtpunkt auf, der über mehrere Minuten erhalten blieb. Als das Gerät auf defekte Gitterableitwiderstände der EL 36 erfolglos

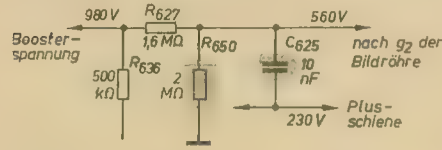


Bild 3

untersucht worden war und ein laut Serviceanleitung vorgeschlagener 8-μF-Elko, vom Gitter 1 der Bildröhre nach Masse gelegt, keine Veränderung des Leuchtpunktes brachte, erfolgte eine Überprüfung der Betriebsbedingungen der Bildröhre. Dabei wurde eine zu niedrige Schirmgitterspannung festgestellt, die aber nach dem Ausschalten längere Zeit erhalten blieb. Erst eine genauere Untersuchung der Schirmgitterleitung führte zu dem durchgeschlagenen Siebkondensator C_{625} (0,01 μF). Dadurch entlud sich die Restspannung des Netzteiles nach der Abschaltung über das Schirmgitter der Bildröhre und erzeugte dort den Leuchtpunkt. Nach Einlöten eines neuen Kondensators hatte sich die Leuchtpunkterscheinung wesentlich verringert, war aber noch vorhanden. Erst nach Auswechselung des Spannungsteilerwiderstandes R_{650} (2 MΩ), der einen Kappenfehler zeigte, funktionierte die Leuchtpunktunterdrückung wieder einwandfrei.
Dieser defekte Widerstand muß auch die Ursache für den Durchschlag des C_{625} gewesen sein, da durch die fehlende Teilung die Spannungsfestigkeit dieses Siebkondensators überschritten wurde. *T. K.*

Mangelhafte Bildsynchronisation beim TV-Empfänger „Cranach"

Das Bild dieses Empfängers synchronisierte nur auf einem sehr geringen Bereich. Aber

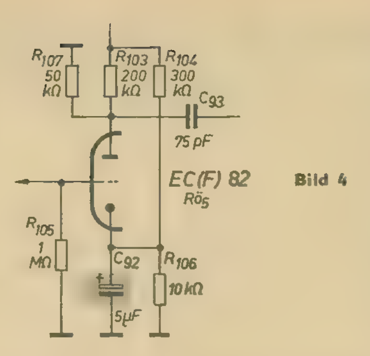


Bild 4

auch dann störte ein ständiges leichtes Zittern.
Röhrenwechsel und Überprüfung der Betriebsspannungen führten nicht zum Erfolg. Der Oszillograf zeigte einwandfreie Taktimpulse bis zum Gitter der $Rö_5$ (EC(F) 82), erst an der Anode wich das abgebildete Signal vom erwarteten ab.
Die Fehlersuche an dieser Stufe ergab einen durchgeschlagenen Kondensator C_{92} (5 μF) in der Katodenkombination des Impulsverstärkers. Dieser Elko veränderte durch seine Leitfähigkeit die Betriebsbedingungen der Röhre so stark, daß keine Verstärkung mehr möglich war (Bild 4).
Nach Auswechselung des defekten Bauteils arbeitete die Synchronisation wieder normal.
Tassilo Klemm

Fehler am TV-Empfänger „Start"

Bild und Ton stark vergrießt und verrauscht

Die Antenne war in Ordnung. Alle Betriebsspannungen der ZF-Stufen, der Videostufe sowie im Eingangsteil entsprachen den angegebenen Werten. Eine Untersuchung der Videodiode OA 626 im Filter F 105 A zeigte Gleichstromdurchgang auch in Sperrichtung. Nach Auswechseln derselben arbeitete das Gerät wieder normal. Bei einem anderen Gerät war die gleiche Diode ganz unterbrochen. Die Erscheinung war kein Bild und kein Ton, jedoch Helligkeit und Zeilenraster.

Bild und Ton setzten erst zeitweise aus und blieben nach einiger Zeit ganz weg

Helligkeit und Zeilenraster waren vorhanden. Der ZF-Verstärker und die Videostufe arbeiteten einwandfrei. An der Anode der Oszillatorröhre im Kanalwähler (PC(F) 82) lagen nur etwa 10 ··· 12 V Anodenspannung.
Der Anodenwiderstand R_{309} (30 kΩ) war in Ordnung. An der Anode wurde gegen Masse ein Schluß durch den Trimmer C_{319} verursacht. Mit einer feinen Rundzange und etwas Fingerspitzengefühl kann man das Röhrchen am Stator des Drehkondensators etwas aufbiegen, so daß es von der Madenschraube nicht mehr berührt wird. Diese Reparatur stellt jedoch einen Eingriff in die Abstimmelemente dar; sie ist daher nur von einem Fachmann durchzuführen. *H.-J. Z.*

Synchronisationsfehler am TV-Empfänger „Cranach"

Fehler: Bild und Zeile lassen sich kaum synchronisieren und die Synchronisation fällt beim Umschalten der Kamera aus.
Mit dem Kleinoszillografen Oszi 40 wurde noch ein Bildsignal an der Anode des Amplitudensiebes sowie der Begrenzerröhre festgestellt. Am G_3 der $Rö_{11}$ (EH 90) wurde eine Gleichspannung von etwa 80 V gemessen.
Der Koppelkondensator C_{65} (0,01 μF) hatte zeitweise Schluß. Nach Auswechseln desselben war der Fehler behoben. *H.-J. Z.*

Ein interessanter Fehler am TV-Empfänger „Patriot" (Rafena)

Fehler: Auf der rechten Bildhälfte war ein etwa 2 ··· 3 cm breiter schwarzer Streifen. Alle Bildkonturen waren 4 ··· 5 cm vom oberen Bildrand stark nach links verzogen (Bild 1).
Das Bild ließ sich mit dem Fein- oder Grob-

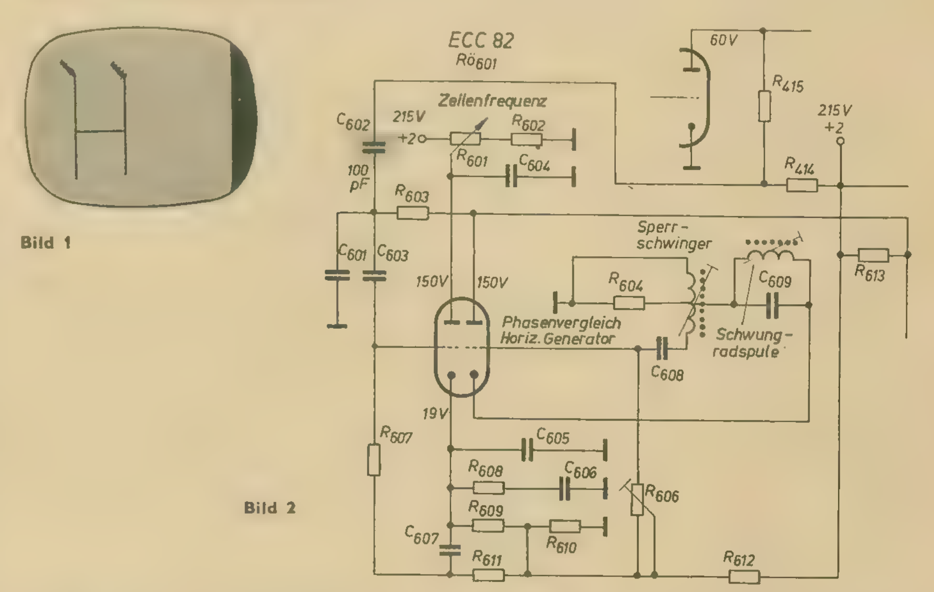


Bild 1

Bild 2

regler nicht in di Mitte stellen, da sofort die Synchronisation ausfiel. Das Auswechseln der Röhre ECC 82 und des Schwungradkondensators 0,01 μF brachte keinen Erfolg. Alle Spannungen am Zeilengenerator und an der Phasenvergleichsstufe zeigten die angegebenen Werte. Durch Widerstandsmessung wurde der Fehler ermittelt. Der Keramikkondensator C_{602} (100 pF) hatte Feinschluß und zeigte einen Widerstand von etwa 80 kΩ. Nach Auswechseln dieses Kondensators arbeitete das Gerät wieder ganz normal (Bild 2).
Hans-Joachim Zierold

Der Ersatz des Breitbandübertragers im NF-Verstärker durch einfachere Übertrager

JOHANNES GLÖCKNER

(Teil 2 und Schluß)

Eine spezielle Ausgangsschaltung

Zum Schluß soll noch eine Schaltung behandelt werden, die den Ersatz des Breitbandtransformators durch zwei Transformatoren geringerer Bandbreite ermöglicht, aber nur durch einen einzigen Widerstand abgeschlossen ist. Damit läßt sich das Transformatorproblem auch in solchen Fällen lösen, wo nur ein einziger Abschlußwiderstand zugelassen ist.

Wir gehen wieder vom Bild 5b aus. Wie beschrieben nimmt der untere Widerstand die tiefen Frequenzen und der obere die hohen Frequenzen auf. Hat man vor, alle Frequenzen auf einen einzigen Widerstand zu leiten, so könnte man annehmen, daß eine Schaltung nach Bild 8 zum Ziele führt. Die über C_2 fließenden Frequenzen werden ebenfalls dem Widerstand R zugeführt, der bereits die tiefen Frequenzen empfängt.

Untersuchen wir diese Schaltung genauer. Zunächst sei der Eingangswiderstand $\mathfrak{R}_E$ berechnet. Wir wollen damit die Frage klären, ob $\mathfrak{R}_E$ bei geeigneter Wahl der Induktivitäten und Kapazitäten frequenzunabhängig gleich R werden kann. Falls aber frequenzunabhängig $R = \mathfrak{R}_E$ wird, so muß, da in den Blindschaltelementen keine Leistung verbraucht wird, die an den Eingang gelieferte Leistung auch an R weitergegeben werden. Damit wäre die erwünschte Funktion der Schaltung gegeben. Man erhält für $\mathfrak{R}_E$, wenn man $\mathfrak{R}_E$ als Verhältnis zweier Polynome in Abhängigkeit von $j\omega$ schreibt:

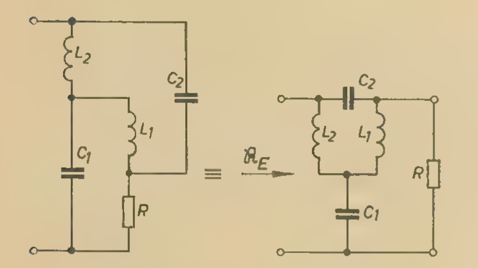


Bild 8: Die spezielle Ausgangsschaltung

$$\mathfrak{R}_E = R \frac{1 + j\omega \frac{L_1 + L_2}{R} + (j\omega)^2 (L_1 C_2 + L_2 C_1 + L_2 C_2) + (j\omega)^3 \frac{L_1 L_2 C_1}{R} + (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2}{1 + j\omega R C_1 + (j\omega)^2 (L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2) + (j\omega)^3 R C_1 C_2 (L_1 + L_2) + (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2} \qquad (15)$$

Dieser Ausdruck, der später abgeleitet wird, soll frequenzunabhängig und gleich R werden. Dazu genügt es, daß Zähler und Nenner für jede beliebige Kreisfrequenz ω einander gleich werden, denn dann ist der Wert des Bruches unabhängig von der Frequenz gleich Eins. Zähler und Nenner sind sich aber dann gleich, wenn entsprechende Koeffizienten einander gleich sind, also

$$\frac{L_1 + L_2}{R} = R C_1 \qquad (16)$$

$$L_1 C_2 + L_2 C_1 + L_2 C_2 = L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2 \qquad (17)$$

$$\frac{L_1 L_2 C_1}{R} = R C_1 C_2 (L_1 + L_2) \qquad (18)$$

Wenn diese drei Gleichungen erfüllbar sind, hätten wir im Zähler und Nenner vollkommen gleiche Ausdrücke stehen und das gewünschte Ergebnis wäre erzielt. Durch Vereinfachung werden die Gleichungen (16) bis (18)

$$L_1 + L_2 = R^2 C_1 \qquad (16a)$$

$$L_2 = L_1 \qquad (17a)$$

$$L_1 L_2 = R^2 C_2 (L_1 + L_2) \qquad (18a)$$

Auf Grund von Gl. (17a) setzen wir

$$L_1 = L_2 = L \qquad (19)$$

und erhalten aus Gl. (16a) und (18a)

$$L = \frac{1}{2} R^2 C_1 \qquad (16b)$$

$$L = 2 R^2 C_2 \qquad (18b)$$

Dann wird durch Gleichsetzung

$$\frac{1}{2} R^2 C_1 = 2 R^2 C_2$$

$$\frac{1}{2} C_1 = 2 C_2 = C \qquad (20)$$

Zur Vereinfachung der Schreibung haben wir noch in Gl. (20) eine Kapazität C eingeführt. Aus Gl. (16b) erhält man noch

$$R = \sqrt{\frac{2L}{C_1}} = \sqrt{\frac{L}{2 C_2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (21)$$

Das Ergebnis lautet zusammengefaßt: Durch geeignete Wahl von C_1, C_2, L_1 und L_2 entsprechend Gln. (19), (20) und (21) gelingt es, den Eingangswiderstand $\mathfrak{R}_E$ der Schaltung Bild 8 frequenzunabhängig $\mathfrak{R}_E = R$ zu machen. Deshalb muß dem Abschlußwiderstand R, wie schon erwähnt, die gesamte Leistung zufließen, die am Eingang geliefert wird, denn in den Blindwiderständen wird keine Leistung verbraucht. Es ist also $P_E = P$ (P_E am Eingang gelieferte Leistung, P Leistung an R), und wegen

$$P = \frac{U^2}{R} \quad \text{(U Effektivwert der Spannung)}$$

muß auch am Eingang und am Ausgang die gleiche Spannung liegen. Dies gilt für den Effektivwert der Wechselspannungen. Wir werden sehen, daß aber eine Beeinflussung hinsichtlich der Phase stattfindet.

Stellt man das Verhältnis der komplexen Ausgangsspannung zur Eingangsspannung auf, so erhält man bei Berücksichtigung der Gleichungen (19) bis (21) — Ableitung im Anhang —

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1 - \omega^2 LC - j\omega\sqrt{LC}}{1 - \omega^2 LC + j\omega\sqrt{LC}} \qquad (22)$$

Nenner und Zähler sind zueinander konjugiert komplex, da sie sich nur durch das Vorzeichen des Imaginärteiles unterscheiden. Im Betrag ist der Zähler stets gleich dem Nenner, so daß, wie schon festgestellt, $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ gleich groß sein müssen. Die Phase ist aber frequenzabhängig. Man erhält aus Gl. (22)

$$\varphi = -2 \arctan \frac{\omega\sqrt{LC}}{1 - \omega^2 LC} \qquad (23)$$

Dieser Verlauf ist im Bild 9 dargestellt. Ausgezeichnet ist die Frequenz $\omega_g = 1/\sqrt{LC}$. Denn bei dieser Frequenz besteht zwischen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ ein Phasenunterschied von 180°, also genaue Gegenphasigkeit. Oberhalb 180° kommen sich $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ wieder näher und fallen bei 360° zusammen. Die Frequenz ω_g besitzt wieder den Charakter einer Übergangsfrequenz. Unterhalb ω_g übernehmen die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 vorwiegend den Strom vom Eingang zum Ausgang, oberhalb ω_g vorwiegend C_2.

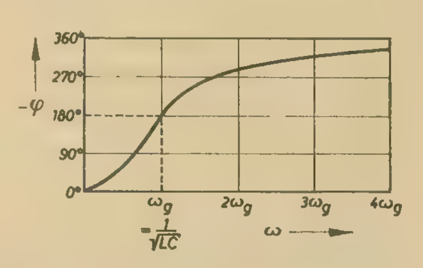


Bild 9: Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung für die Schaltung Bild 8

Will man eine Schaltung nach Bild 8 entwerfen, so sind die Größen L_1, L_2, C_1 und C_2 unbekannt. Bekannt ist der Widerstand R. Gibt man sich noch die Frequenz der Gegenphasigkeit ω_g vor, so lassen sich mit den Gleichungen (19), (20) und (21) die gesuchten Schaltelemente ermitteln. Man erhält

$$L_1 = L_2 = \frac{R}{\omega_g} \qquad (24)$$

$$C_1 = \frac{2}{\omega_g R}; \qquad C_2 = \frac{1}{2\omega_g R} \qquad (25)$$

Schließlich ist noch die Erweiterung der Schaltung Bild 8 durch Transformatoren zu besprechen. Wir versuchen diese Erweiterung auf die gleiche Weise wie bei der Frequenzweiche erster Ordnung durch Einführung idealer Transformatoren. Das entstehende Schaltbild zeigt Bild 10. Die Frage ist nur, ob diese Schaltung in der gewünschten Weise funktioniert. Daß sie richtig funktioniert, kann man so beweisen: Angenommen, wir speisen primär den Strom $\mathfrak{J}$ ein. Dieser Strom fließt durch beide Primärwicklungen. Da beide idealen Transformatoren die Übersetzung ü haben, muß in jedem Transformator sekundär nach Gl. (7a) der Strom $\mathfrak{J}_2 = ü\mathfrak{J}$ fließen. Der Knoten K hat drei Zuleitungen a, b, c. Nach dem Kirchhoffschen

Satz muß die vorzeichenbehaftete Summe aller Ströme Null sein: $\mathfrak{I}_a + \mathfrak{I}_b + \mathfrak{I}_c = 0$. Nun ist $\mathfrak{I}_a = ü\mathfrak{I}$ und $\mathfrak{I}_b = -ü\mathfrak{I}$, daraus folgt sofort $\mathfrak{I}_c = 0$. Ist aber die Zuleitung c stromlos, so kann man sie auch weglassen, ohne daß sich irgend etwas ändert. Dann kann die linke Schaltung ohne weiteres durch die Schaltung rechts ersetzt werden (die Reihenschaltung der beiden idealen Transformatoren ist noch durch einen einzigen ersetzt). Die rechte Schaltung ist aber ein einfacher Transformatorausgang, der sicher funktioniert. Damit ist die richtige Funktion der Ausgangsschaltung sichergestellt. Durch geeignete Dimensionierung realer Transformatoren kann

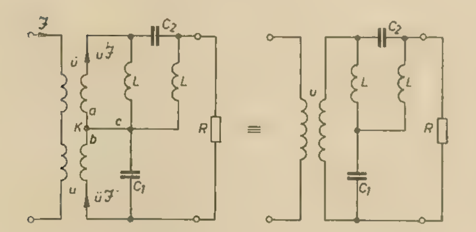


Bild 10: Zur Erweiterung durch Transformatoren

man erreichen, daß der obere Transformator im Bild 10 näherungsweise der Parallelschaltung eines idealen Transformators mit der Induktivität L entspricht und der untere Transformator einer Parallelschaltung eines idealen Transformators mit C_1. Alle anderen Schaltelemente des Transformatorersatzschaltbildes Bild 4 sind so zu dimensionieren, daß sie höchstens an den Bandgrenzen merklich werden. Im Falle des oberen Transformators bedeutet das R_{Cu}, L_σ, $C_w \to 0$, $R_{Fe} \to \infty$ (praktisch genügt $R_{Cu} \approx 0{,}05$ R, $R_{FE} \approx 20$ R), während L = M sein muß. An der oberen Frequenzgrenze f_2 gehen L_σ und C_w am stärksten ein, sie dürfen dort den Abfall auf das $1/\sqrt{2}$fache hervorrufen. Normalerweise überwiegt eines dieser Schaltelemente, z. B. es überwiegt L_σ (C_w), dann muß an der oberen Frequenzgrenze

$$\omega_2 L_\sigma \leqq R \qquad \left(\frac{1}{\omega_2 C_w} \geqq R\right)$$

sein.

Im Falle des unteren Transformators muß R_{Cu}, $L_\sigma \to 0$, M, $R_{Fe} \to \infty$ gemacht werden (praktisch genügt $R_{Cu} \approx 0{,}05$ R, $R_{Fe} \approx 20$ R, $\omega_g L_\sigma \approx 0{,}05$ R). Die Gegeninduktivität geht an der unteren Grenzfrequenz f_1 am stärksten ein, sie darf dort den Abfall auf das $1/\sqrt{2}$fache hervorrufen, also $\omega_1 M \geqq R$. Die Wickelkapazität C_w müßte man $C_w = C_1$ dimensionieren. Aus den im Abschnitt „Die Frequenzweiche erster Ordnung und ihre Erweiterung durch Transformatoren" genannten Gründen wird man sie aber wesentlich kleiner halten ($C_w < 0{,}5\, C_1$) und eine äußere Kapazität $C_z = C_1 - C_w$ zuschalten. Es erhebt sich wieder die Frage, ob sekundär die Kapazität C_z oder primär die Kapazität $\frac{C_z}{ü^2}$ zugeschaltet werden muß. Im ersten Fall könnte es passieren, daß im Frequenzbereich f_g bis f_2, für den der untere Transformator nicht entworfen ist, induktive Eingangswiderstände auftreten und die ordnungsgemäße Funktion der Schaltung verhindern. Im zweiten Fall kann aber etwas Ähnliches passieren, indem der untere Transformator sekundär einen hohen induktiven Widerstand annimmt. Dieser induktive Widerstand würde zu R in Reihe liegen und den Strom durch den Abschlußwiderstand R blockieren. Diese beiden Fehlermöglichkeiten vermeidet man dadurch, daß man die Zusatzkapazität C_z in zwei Hälften aufteilt, sekundär die halbe Kapazität $1/2\ C_z$ und primär die Kapazität $1/2ü^2\, C_z$ zuschaltet. Damit werden Primär- wie Sekundärwicklung bei hohen Frequenzen zuverlässig blockiert, und gleichzeitig wird die geforderte Gesamtkapazität C_1 eingehalten. Bild 11 zeigt die so entstandene technische Schaltung.

Die letzte Frage beim Entwurf der Schaltung nach Bild 11 ist die benötigte Aussteuerung der Schaltelemente. Wir denken uns am Eingang eine konstante Spannung $\mathfrak{U}_1$ angelegt, deren Frequenz von f_1 bis f_2 wandert. Möglicherweise treten dann in der Schaltung Resonanzen auf und eines der Schaltelemente nimmt vorübergehend eine Spannung größer als die angelegte Spannung $\mathfrak{U}_1$ an. Wir untersuchen dies zunächst für die beiden Induktivitäten L_1, L_2 anhand der Schaltung Bild 8 bzw. 13. Das Ergebnis (s. Anhang) ist im Bild 12 dargestellt. Beide Induktivitäten führen dem Betrag nach gleiche Spannungen.

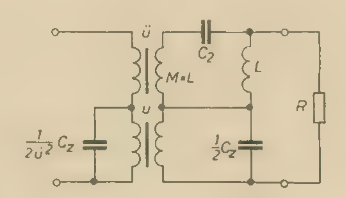


Bild 11: Technische Ausführung der Schaltung Bild 10

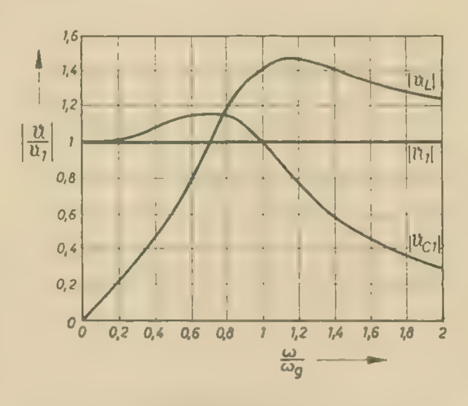


Bild 12: Frequenzabhängigkeit der Spannung über den Induktivitäten L und über der Kapazität C_1

Es tritt tatsächlich eine schwache Resonanz auf mit einer Überhöhung auf etwa das 1,47fache. Deshalb muß entsprechend Bild 11 der Transformator mit M = L und die Induktivität L für diese Spannung ausgelegt werden (die Spannung ist maßgebend für die Aussteuerung des Kernmaterials).

Weiter läßt sich ohne Rechnung sagen, daß die von C_2 (nach Bild 8) maximal aufgenommene Spannung doppelt so groß wie die angelegte sein wird. $\mathfrak{U}_{C2}$ ist ja die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung, Eingangs- und Ausgangsspannung sind aber stets gleich groß und unterscheiden sich nur in der Phase, so daß $\mathfrak{U}_{C2}$ bei reiner Gegenphasigkeit maximal wird.

An letzter Stelle noch ein Hinweis an den Verstärker-Praktiker. Es ist bei der beschriebenen Ausgangsschaltung nicht möglich, die Spannung über dem Abschlußwiderstand R zu einer frequenzunabhängigen Gegenkopplung auszunutzen. Das erkennt man aus dem Phasendiagramm Bild 9, wonach die Ausgangsspannung alle Phasenlagen einschließlich reiner Gegenphasigkeit durchläuft. Jedoch liefert die Reihenschaltung der Sekundärwicklungen beider Transformatoren (Bild 11) die gewünschte Spannung, denn dort greift man einfach die mit 1/ü untersetzte Eingangsspannung ab. Falls in den nachfolgenden Gliedern C_2, L und $1/2\ C_z$ keine Verzerrungen entstehen, ist diese Methode der Gegenkopplung auch vollkommen ausreichend.

Literatur

[1] Unger, E.: Grundlegende Berechnungen an Frequenzweichen, insbesondere für den Anschluß von Hoch- und Tieftonlautsprechern. Nachrichtentechnik 9 (1959) H. 12 S. 550—554

[2] Trzeba, E.: Spulenkapazitäten und Induktivitäten einlagiger Zylinderspulen bei verschiedener Strom-Spannungsverteilung über der Spule. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 70 (1961) S. 161—165

[3] Hak, J.: Eisenlose Drosselspulen. Verlag Köhler, Leipzig 1938

Anhang

Berechnung des Eingangswiderstandes der Schaltung Bild 8

Wir stellen nach Bild 13 die drei durch I, II, III gekennzeichneten Knotensätze auf:

$$\text{I}\quad \mathfrak{I}_1 = \mathfrak{I}_4 + \mathfrak{I}_5$$

$$\text{II}\quad \mathfrak{I}_4 = \mathfrak{I}_2 + \mathfrak{I}_6 \qquad (26)$$

$$\text{III}\quad \mathfrak{I}_5 + \mathfrak{I}_6 = \mathfrak{I}_3$$

Die Ströme $\mathfrak{I}_2$ bis $\mathfrak{I}_6$ können durch die Spannungen $\mathfrak{U}_1$, $\mathfrak{U}_2$, $\mathfrak{U}_3$ ausgedrückt werden:

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{\mathfrak{U}_2}{R}$$

$$\mathfrak{I}_3 = \frac{\mathfrak{U}_3}{1/j\,\omega\, C_1}$$

$$\mathfrak{I}_4 = \frac{\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_2}{1/j\,\omega\, C_2}$$

$$\mathfrak{I}_5 = \frac{\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_3}{j\,\omega\, L_2}$$

$$\mathfrak{I}_6 = \frac{\mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_3}{j\,\omega\, L_1}$$

Diese Ausdrücke setzen wir in die Gleichungen (26) ein und erhalten drei Gleichungen mit den Unbekannten $\mathfrak{U}_1$, $\mathfrak{U}_2$, $\mathfrak{U}_3$:

$$\mathfrak{U}_1\left(j\,\omega\, C_2 + \frac{1}{j\,\omega\, L_2}\right) - \mathfrak{U}_2\, j\,\omega\, C_2 - \mathfrak{U}_3 \frac{1}{j\,\omega\, L_2} = \mathfrak{I}_1 \qquad (27a)$$

$$-\mathfrak{U}_1\, j\omega C_2 + \mathfrak{U}_2\left(\frac{1}{R} + j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_1}\right)$$

$$-\mathfrak{U}_3\frac{1}{j\omega L_1} = 0 \qquad (27b)$$

$$-\mathfrak{U}_1\frac{1}{j\omega L_2} - \mathfrak{U}_2\frac{1}{j\omega L_1}$$

$$+\mathfrak{U}_3\left(\frac{1}{j\omega L_1} + \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_1\right) = 0 \qquad (27c)$$

Dieses Gleichungssystem soll zur Berechnung des Eingangswiderstandes $\mathfrak{R}_E$ dienen. $\mathfrak{R}_E$ ist aber

$$\mathfrak{R}_E = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{J}_1}$$

so daß wir die Gleichungen (27) nach $\mathfrak{U}_1$ auflösen und durch $\mathfrak{J}_1$ dividieren müssen. Gleichung (27a) vereinfacht sich, wenn man Gl. (27b) und Gl. (27c) addiert:

$$\mathfrak{U}_2\frac{1}{R} + \mathfrak{U}_3\, j\omega C_1 = \mathfrak{J}_1$$

Damit ist

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{J}_1 R - \mathfrak{U}_3\, j\omega C_1 R \qquad (28a)$$

Diese Gleichung (28a), in die Gleichungen (27b) und (27c) eingesetzt, beseitigt $\mathfrak{U}_2$. Außerdem werden noch beide Gleichungen mit $(j\omega)^2$ $L_1 L_2$ multipliziert:

$$\mathfrak{U}_1 (j\omega)^3 L_1 L_2 C_2 + \mathfrak{U}_3 [j\omega L_2 + (j\omega)^2 L_2 C_1 R$$
$$+ (j\omega)^3 L_1 L_2 C_1 + (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2 R]$$
$$= \mathfrak{J}_1 [j\omega L_2 R + (j\omega)^2 L_1 L_2 + (j\omega)^3 L_1 L_2 C_2 R] \qquad (28b)$$

$$-\mathfrak{U}_1\, j\omega L_1 + \mathfrak{U}_3 [j\omega (L_1 + L_2) + (j\omega)^2 L_2 C_1 R$$
$$+ (j\omega)^3 L_1 L_2 C_1] = \mathfrak{J}_1\, j\omega L_2 R \qquad (28c)$$

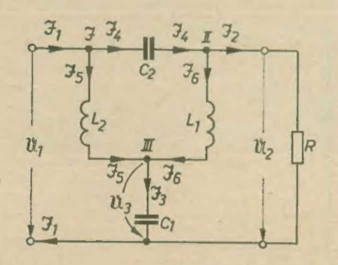


Bild 13: Zur Berechnung des Eingangswiderstandes usw.

Die Differenz der beiden Gleichungen ergibt einen etwas einfacheren Ausdruck, den man noch durch $j\omega L_1$ dividieren kann:

$$\mathfrak{U}_1 [1 + (j\omega)^2 L_2 C_2] + \mathfrak{U}_3 [-1 + (j\omega)^2 L_2 C_1 C_2 R]$$
$$= \mathfrak{J}_1 [j\omega L_2 + (j\omega)^2 L_2 C_2 R]$$

nach $\mathfrak{U}_3$ aufgelöst:

$$\mathfrak{U}_3 = \frac{\mathfrak{J}_1 [j\omega L_2 + (j\omega)^2 L_2 C_2 R] - \mathfrak{U}_1 [1 + (j\omega)^2 L_2 C_2]}{-1 + (j\omega)^2 L_2 C_1 C_2 R}$$

Diesen Ausdruck für $\mathfrak{U}_3$ setzen wir in Gl. (28c) ein. Die entstehende Gleichung wird mit $-1 + (j\omega)^2 L_2 C_1 C_2 R$ multipliziert und nach Faktoren von $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{J}_1$ geordnet. Man erhält

$$-\mathfrak{U}_1\, j\omega L_2 [1 + j\omega C_1 R$$
$$+ (j\omega)^2 (L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2)$$
$$+ (j\omega)^3 (L_1 + L_2) C_1 C_2 R + (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2]$$
$$+ \mathfrak{J}_1\, j\omega L_2 R\Big[1 + j\omega\frac{L_1 + L_2}{R}$$
$$+ (j\omega)^2 (L_1 C_2 + L_2 C_1 + L_2 C_2) + (j\omega)^3\frac{L_2 C_1 L_1}{R}$$
$$+ (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2\Big] = 0$$

Daraus kann man

$$\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{J}_1} = \mathfrak{R}_E = R\,\frac{1 + j\omega\dfrac{L_1 + L_2}{R} + (j\omega)^2 (L_1 C_2 + L_2 C_1 + L_2 C_2) + (j\omega)^3\dfrac{L_1 L_2 C_1}{R} + (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2}{1 + j\omega C_2 R + (j\omega)^2 (L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2) + (j\omega)^3 (L_1 + L_2) C_1 C_2 R + (j\omega)^4 L_1 L_2 C_1 C_2} \qquad (15)$$

bilden, wie es im Test verwendet wurde.

Berechnung des Verhältnisses Ausgangsspannung zu Eingangsspannung der Schaltung Bild 8

Die Beziehung (22), die bewiesen werden soll, gilt unter der Bedingung, daß $\mathfrak{R}_E = R$ ist. Deshalb dürfen wir die Gleichungen (19), (20) und (21), die eine Folge dieser Bedingung sind, zur Vereinfachung anwenden. Aus Gl. (27b) und Gl. (27c) (Anhang) wird dadurch

$$-\mathfrak{U}_1\, j\omega\frac{C}{2} + \mathfrak{U}_2\left(\frac{1}{R} + j\omega\frac{C}{2} + \frac{1}{j\omega L}\right)$$

$$-\mathfrak{U}_3\frac{1}{j\omega L} = 0$$

$$-\mathfrak{U}_1\frac{1}{j\omega L} - \mathfrak{U}_2\frac{1}{j\omega L}$$

$$+\mathfrak{U}_3\left(\frac{2}{j\omega L} + j\omega 2C\right) = 0$$

Die zweite Gleichung wird nach $\mathfrak{U}_3$ aufgelöst

$$\mathfrak{U}_3 = \frac{1}{2}\,\frac{\mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_2}{1 + (j\omega)^2 LC}$$

und in die erste eingesetzt.

$$\mathfrak{U}_1\left\{j\omega\frac{C}{2} + \frac{1}{2 j\omega L[1 + (j\omega)^2 LC]}\right\}$$

$$= \mathfrak{U}_2\left\{\frac{1}{R} + j\omega\frac{C}{2} + \frac{1}{j\omega L} - \frac{1}{2 j\omega L[1 + (j\omega)^2 LC]}\right\}$$

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1 + (j\omega)^2 LC + (j\omega)^4 L^2 C^2}{1 + j\omega\dfrac{2L}{R} + (j\omega)^2 3LC + (j\omega)^3\dfrac{2L^2C}{R} + (j\omega)^4 L^2 C^2}$$

Führt man im Nenner noch Gl. (21) ein, so wird

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1 + (j\omega)^2 \sqrt{LC}^2 + (j\omega)^4 \sqrt{LC}^4}{1 + j\omega 2\sqrt{LC} + (j\omega)^2 3\sqrt{LC}^2 + (j\omega)^3 2\sqrt{LC}^3 + (j\omega)^4 \sqrt{LC}^4}$$

Wie man durch Ausmultiplizieren schnell nachweist, kann man dafür auch

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{[1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2\sqrt{LC}^2]\,[1 - j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2\sqrt{LC}^2}{[1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2\sqrt{LC}^2]^2}$$

schreiben, so daß im Zähler und Nenner ein gleicher Faktor herausgehoben werden kann. So findet man also

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}^1} = \frac{1 - \omega^2 LC - j\omega\sqrt{LC}}{1 - \omega^2 LC + j\omega\sqrt{LC}} \qquad (22)$$

Berechnung der Spannungen über L_1 und L_2

Nach Bild 13 ist

$$\mathfrak{U}_{L1} = \mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_3$$

$\mathfrak{U}_2$ steht uns aus Gl. (22) bereits zur Verfügung, und wir bestimmen jetzt $\mathfrak{U}_3$

$$\mathfrak{U}_3 = \mathfrak{J}_3\frac{1}{j\omega C_1} = (\mathfrak{J}_5 + \mathfrak{J}_6)\frac{1}{j\omega C_1}$$

Dazu haben wir noch Knoten III eingesetzt. Für $\mathfrak{J}_5$ und $\mathfrak{J}_6$ kann man aber schreiben

$$\mathfrak{J}_5 = \frac{\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_3}{j\omega L_2} \qquad \mathfrak{J}_6 = \frac{\mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_3}{j\omega L_1}$$

Damit erhält man für $\mathfrak{U}_3$

$$\mathfrak{U}_3 = \left(\frac{\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_3}{j\omega L_2} + \frac{\mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_3}{j\omega L_1}\right)\frac{1}{j\omega C_1} = \frac{\mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_2 - 2\mathfrak{U}_3}{(j\omega)^2 2LC}$$

unter Benutzung von Gl. (19) und Gl. (20). Nach $\mathfrak{U}_3$ aufgelöst, ergibt sich mit Hilfe von Gl. (22)

$$\mathfrak{U}_3 [2 + (j\omega)^2 2LC] = \mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_2$$

$$= \mathfrak{U}_1 + \mathfrak{U}_1\frac{1 - j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

$$= \mathfrak{U}_1\frac{2 + (j\omega)^2 2LC}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

$$\mathfrak{U}_3 = \frac{\mathfrak{U}_1}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

Unter nochmaliger Verwendung von Gl. (22) wird

$$\mathfrak{U}_{L1} = \mathfrak{U}_2 - \mathfrak{U}_3 = \mathfrak{U}_1 \frac{1 - j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

$$- \mathfrak{U}_1 \frac{1}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

$$= \mathfrak{U}_1 \frac{- j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

Der Betrag von $\mathfrak{U}_{L1}$ ergibt sich daraus zu

$$|\mathfrak{U}_{L1}| = |\mathfrak{U}_1| \frac{\sqrt{\omega^2 LC + \omega^4 L^2 C^2}}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 LC}}$$

Aus dieser Formel wurde der Verlauf von $|\mathfrak{U}_{L1}|$ im Bild 12 berechnet.

Die Berechnung von $\mathfrak{U}_{L2}$ verläuft analog und führt auf

$$\mathfrak{U}_{L2} = \mathfrak{U}_1 \frac{+ j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}{1 + j\omega\sqrt{LC} + (j\omega)^2 LC}$$

was denselben Betrag $|\mathfrak{U}_{L2}| = |\mathfrak{U}_{L1}|$ ergibt.

Aus der Reparaturpraxis

Übersicht über die bisher veröffentlichten Reparaturhinweise von 1959 bis 1963 (Teil 3 und Schluß)

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
Allgemein	Sprühen im Bild (Anodenspannungszuführung für Bildröhre)	4 (1960) 122
	Einlaufen der Zeilenbreite (Umgebungstemperatur)	18 (1959) 575
	störende Zeilenfrequenzausstrahlung (fehlerhafte Bildröhrenerdung)	18 (1959) 574
	Bild stark verrauscht	12 (1959) 372
	Behandlung von glasklaren Kunststoffbildscheiben	15 (1963) 478
	Reinigen von TV-Geräten	23 (1963) 731
	Erhaltung einer MW 43-64 durch Schaltungsänderung (Schluß G_1-K)	14 (1962) 448
	desgleichen (Elektrodenschluß)	8 (1961) 264
	keine Druckkontakt-Kondensatoren für TV-Empfänger verwenden	18 (1961) 571
	Änderung der Rafena-Zwischensteckleitung (von B 43 M 2 auf AW 43-80 und AW 53-80)	18 (1959) 574
	Veränderung des Katodenwiderstandes durch defekte Bildendröhre	20 (1963) 635
	Widerstandsausfall durch anliegendes Isolationsmaterial	13 (1963) 410
	„Elko-Explosion" bei einem „Patriot"	21 (1962) 657
	Übersteuerung und Überlastung von Röhren durch mangelhafte Isolationswiderstände ungeeigneter Koppelkondensatoren	19 (1962) 610
	Einschwingstreifen bei 110°-TV-Empfängern (Dunkeltastdiode)	1 (1963) 27
	was sagt der Bildschirm eines fehlerhaften Gerätes aus	22 (1960) 705
	typische Fehler am Hochspannungsteil und ihre Ermittlung	12 (1963) 380
	Fehlersuche bei zu geringer oder fehlender Helligkeit	8 (1959) 261
	Tonbandanschluß für TV-Empfänger	4 (1960) 122
	Messungen von Röhrenbetriebsspannungen mit Zwischensockel	14 (1960) 452
	Tonendstufe als Signalverfolger	16 (1963) 512
	Videosignalprüfung mit EM 84	10 (1961) 324
	Vergleichsspannungsgerät zur Spitzenspannungsmessung	10 (1962) 321
	Einrichtung eines Service-Koffers	20 (1959) 646
	neue Empfindlichkeitsangaben für Rafena-TV-Empfänger	21 (1963) 674
	Röhrenwechsel im Bild-ZF-Verstärker verändert Durchlaßkurve	19 (1962) 610
	ungenügende Zeilensynchronisation	10 (1959) 313
Heimbandgeräte		
BG 20	Reparatur der Wickelteller	18 (1963) 578
	Verbesserung der Bandführung	20 (1963) 635
BG 20-4	Änderung zum Abschalten des Laufwerkes, Austausch der EM 11 gegen EM 83	20 (1963) 635
	Anzeigeröhre EM 83 im BG 20-4	6 (1960) 179

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
BG 20-5	Brummerscheinung und Aussetzen der HF (Sch_{12})	18 (1963) 578
	Löschgenerator setzt aus (R_{12}, C_{28})	2 (1962) 47
BG 23-1	Fehlerhinweise	2 (1962) 47
Diktina	Fehlerhinweise	12 (1960) 391
BG 25-1	Fehlerhinweise	2 (1962) 47
KB 100/I	verzerrte Aufnahme	16 (1961) 524
Erkel	Verwendung einer Peese aus dem BG-19 im BG „Erkel"	12 (1960) 391
Allgemein	Änderung der Mikrofonbuchse zum Überspielen von Tonbändern	19 (1963) 606
	Reparatur und Wartung an Heimbandgeräten	19 (1963) 606 21 (1963) 674 23 (1963) 730 24 (1963) 766
Rundfunkgeräte		
Sternchen	Reparaturhinweise (ZF-Filter, C_{14})	14 (1963) 445
	einfache Methode zur Überprüfung des NF-Teiles	14 (1963) 445
	starker Sender stopft zu (C_{21})	24 (1960) 780
	Aussetzfehler (Drehko)	4 (1961) 127
	nur Brodeln und Knistern (Oszillatorspule)	6 (1961) 193
	starkes Rauschen der NF-Stufe (Transistor)	24 (1963) 767
Stern 1, Stern 2 und Ilona	Auswechseln des Tastenschiebers	14 (1962) 488
Onyx 2, Diamant 2	heult auf AM und FM (Drehko)	13 (1963) 410
Erfurt	Klirren bei bestimmten tiefen Frequenzen (Bespannung)	4 (1962) 121
Allgemein	Gegentaktverstärker ohne Leistung (ECL 82)	20 (1961) 642
	periodische Unterbrechung der Heizung (UCL 11)	18 (1963) 578
	Austausch der EL 11 gegen EL 12 N	4 (1960) 122
	Transistortongenerator	8 (1961) 264
	kleines Reparaturprüfgerät	12 (1962) 382
	Messungen an Dioden und Transistoren	3 (1963) 82
	einfache Brummkompensation	23 (1962) 728
Sonstiges		
	Beseitigung des Restbrummens von Kristallmikrofonen	20 (1963) 635
	Fehlerbeseitigung im Ablenkteil des „Duoskop"	19 (1960) 617
	Einsparung am „Oszi 40"	12 (1962) 382
	Aufstellung der Versorgungskontore (Ersatzteilversorgung)	24 (1961) 778

33103